

**Universitetet i Oslo  
Institutt for informatikk**

# **Fiberoptisk kommunikasjon til oljeinstallasjoner**

Roy Ove Nilssen

**Hovedoppgave  
Cand.Scient.**

**29. oktober 2001**



# Forord

Dette er en hovedfagsoppgave i kommunikasjonssystemer ved Institutt for Informatikk, Universitetet i Oslo. Oppgave er tatt ved Universitetsstudiene på Kjeller (UniK). Jeg har hatt tre veiledere til oppgaven. Det er hovedveileder Aasmund Sudbø (UniK), medveileder Pål Spilling (UniK) og ekstern veileder Trond Bertmand (Norsk Hydro).

Jeg vil først rette en stor takk til Aasmund Sudbø som har gitt meg god støtte og veiledning. Har fått mange gode innspill og hjelp i tiden som hovedfagsstudent. Videre vil jeg rette en takk til Pål Spilling og Trond Bertmand. Jeg vil også takke Mcom og Foundry Networks for lån av Gigabit Ethernet svitsj. Tilslutt vil jeg takke Torodd Olsen (Telenor FoU) og Asbjørn Kleivstul (Telenor FoU) for lån av utstyr og lab ved Telenor FoU. De har gitt meg innspill og råd i forbindelse med oppkobling av testnettet.

Å være hovedfagsstudent ved UniK har vært en fin erfaring. Det er svært gode arbeidsforhold og godt arbeidsmiljø ved UniK. Det har vært mange faglige utfordringer som har gitt meg gode erfaringer.

Kjeller, 29. oktober 2001

Roy Ove Nilssen



# Sammendrag

Oljeselskapene vurderer å plassere oljeproduksjonsanlegg på havbunnen som skal styres fra land, 200 km unna, ved hjelp av fiberoptiske kabler.

Målet med oppgaven har vært å finne en sanntids kommunikasjonsløsning som gir minimal forsinkelse i nettet utover det som avstand medfører. I tillegg har der vært oppgavens mål å finne en transmisjonsløsning som gjør det mulig å kommunisere optisk med en bitrate på flere hundre Mb/s ved en gitt bitfeilsannsynlighet.

Løsningen som ble valgt var svitsjet Gigabit Ethernet. Det er bygget opp et prøvenett med Gigabit Ethernet svitsjer og noder. I dette prøvenettet er gjort bitfeilsannsynlighetstester på transmisjonslinken, samt at det er gjort tester på forsinkelse og gjennomstrømning i nettet.

Testene for bitfeilsannsynlighetene (BER, eng. bit error ratio) viser at det er mulig å kommunisere med en datarate på 1 Gb/s med en linklengde på inntil 260 km. Det stemmer bra i forhold til det som var beregnet teoretisk. For å kunne kommunisere over 200 km viser testene at det må benyttes optisk forsterker og optisk effektførsterker både på land og på havbunnen. Forsøk med å redusere utstyrsmengden på havbunnen ble optiske forsterkere kun installert på land, og disse testene viser at linklengden da må reduseres til 170 km. Lengdene som er beregnet ut fra disse testene baserer seg på at bitfeilsannsynligheten er  $10^{-10}$ .

Videre viser tester at forsinkelsen i nettet øker i samsvar med teoretiske beregninger når lengden på fiberkabelen økes. I tester hvor en økte antall noder som sender samtidig i nettet viste det seg at forsinkelsen økte svært lite. Testene viser at når en node i nettet kommuniserer med to andre noder samtidig, er det ikke mulig å oppnå mer enn 60-70% av maksimal teoretisk gjennomstrømning. Grunnen til det er at den noden som ble mest belastet har for liten båndbredde til at hver av de andre to nodene kan få 90-100% av maksimalt teoretisk gjennomstrømning. Når kun to noder i nettet kommuniserer med hverandre viser målingene maksimalt 90% av teoretisk gjennomstrømning. Årsaken til at en ikke fikk en høyere verdi er at hode-/haleinformasjon i datapakkene vil trekke ned gjennomstrømningen, samt at det vil være prosesseringstid i både nettkort, svitsj og noder.

Disse testene som er gjort viser at det er fullt mulig å implementere et styringsnett som baserer seg på svitsjet Gigabit Ethernet. Det må være optiske forsterkere både på havbunnen og på land dersom avstand er over 170 km. Nettet viser seg å være effektivt selv på lange avstander, og forsinkelsen øker lite utover forplantningsforsinkelsen når en øker antall noder som sender samtidig. Det er fordi alle noder kan sende samtidig og det gjør at det ikke blir noe ekstra forsinkelse for å få adgang til å sende på nettet.



## **Kapittel 1 Innledning**

1.1	Innledning .....	7
1.2	Problemstilling .....	8
1.3	Mål .....	8
1.4	Oppgavens oppbygging .....	8

## **Kapittel 2 Bakgrunnsstoff**

2.1	Protokoller og nettarkitekturer .....	9
2.1.1	Ethernet (IEEE 802.3) .....	9
2.1.2	Gigabit Ethernet .....	14
2.1.3	Billett-ringnett (eng. Token Ring Network) .....	18
2.1.4	FDDI (Fiber distributed data interface) .....	21
2.1.5	PROFIBUS .....	22
2.1.6	ATM (asynchronous transfer mode) .....	24
2.1.7	SONET/SDH .....	28
2.2	Linkutnyttelse .....	31
2.3	Fiberoptikk .....	33
2.4	Fiberoptiske komponenter .....	36
2.4.1	Laser .....	36
2.4.2	Fotodetektor .....	37
2.4.3	Optisk forsterker .....	38
2.5	Mottak av optisk signal .....	39
2.5.1	Ideell optisk mottaker .....	39
2.5.2	Støy i optisk mottaker .....	40
2.5.3	Bitfeilsannsynlighet i optisk mottaker .....	44
2.5.4	Bitfeil i en datapakke .....	48

## **Kapittel 3 Valg av løsning og teoretiske beregninger**

3.1	Diskusjon av nettløsning .....	51
3.2	Teoretisk støyberegning for optisk mottaker .....	54
3.2.1	Optisk mottaker uten forforsterker .....	55
3.2.2	Optisk mottaker med forforsterker .....	56
3.3	Teoretisk beregnet bitfeilsannsynlighet i optisk mottaker .....	58
3.3.1	Ideell optisk mottaker .....	59
3.3.2	Direktedeteksjonsmottaker .....	60
3.3.3	Mottaker med optisk forforsterker .....	61
3.3.4	Effektstraff .....	62

3.3.5	Sender .....	63
3.3.6	Dispersjon .....	63
3.4	Linkbudsjett .....	64

## **Kapittel 4 Nettløsning og testresultater**

4.1	Mål for testene .....	69
4.2	Nettløsning og fysisk oppsett.....	69
4.3	Testmetode .....	72
4.4	Testresultater .....	77
4.4.1	Resultat fra testoppsett 2 og 4.....	77
4.4.2	Resultat fra testoppsett 1 og 3.....	78
4.4.3	Oppsummering av målinger.....	80
4.5	Forsinkelses- og gjennomstrømningstest av nettet .....	80
4.5.1	Testapplikasjon .....	80
4.5.2	Testoppsettene.....	81
4.5.3	Testresultater .....	81
4.5.4	Oppsummering.....	83

## **Kapittel 5 Diskusjon/videre arbeid**

5.1	Diskusjon/videre arbeid .....	85
-----	-------------------------------	----

## **Kapittel 6 Konklusjon**

6.1	Konklusjon .....	87
-----	------------------	----

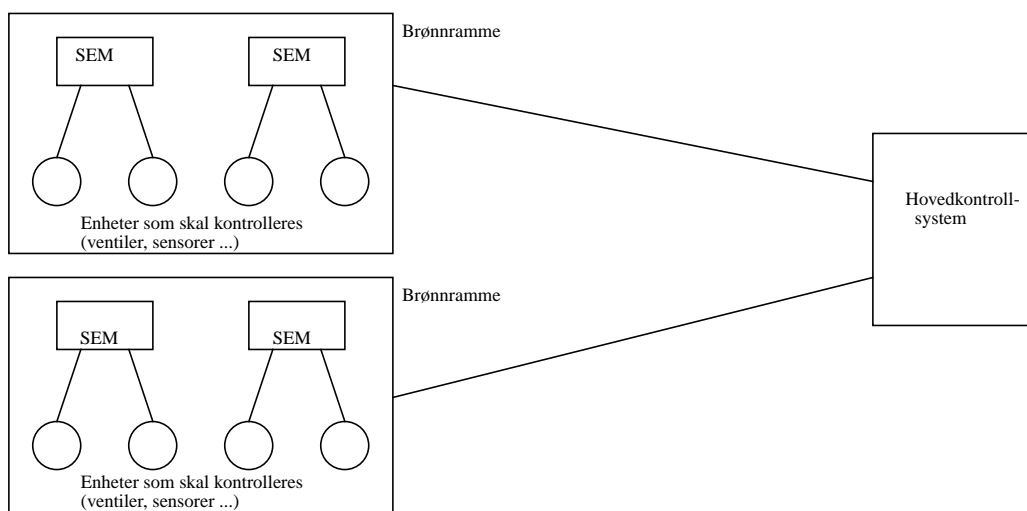
Appendiks A	Gigabit Ethernet svitsj med fiberoptisk sender/mottaker.....	89
Appendiks B	Optisk svekkeledd.....	95
Appendiks C	Optisk filter.....	97
Appendiks D	Optisk forsterker.....	101
Appendiks E	Transponder.....	107
Appendiks F	Optisk effektmeter.....	111
Appendiks G	Programkode.....	113
Appendiks H	Webgrensesnitt i svitsj.....	119
Appendiks I	Eksempel på krav for kommunikasjon.....	121
Referanser.....		123

# Kapittel 1

## Innledning

### 1.1 Innledning

Oljeselskapene vurderer å installere produksjonsanlegg på havbunnen ved borehullet, og produksjon skal styres fra land ved hjelp av fiberoptiske kabler. En slik løsning vil kunne gi store kostnadsbesparelser da behovet for oljeplattformer til havs ikke lenger er tilstede. Figur 1.1 viser prinsippskisse for kommunikasjon mellom land og produksjonsanlegget på havbunnen.



**Figur 1.1** Prinsippskisse for datakommunikasjon i et oljeproduksjonsanlegg

Avstand mellom land og havbunnsinstallasjonen vil i noen tilfeller være over 200 km, og det vil derfor være behov for langdistansekommunikasjon. Hovedkontrollsystemet er installert på land, og brønnrammene er installert på havbunnen ved borehullet. Oppgaven til hovedkontrollsystemet er å kontrollere, overvåke og styre oljeproduksjonen på havbunnen. Brønnrammene inneholder elektroniske moduler, SEM (eng subsea electronic modules), og er grensesnittet mellom hovedkontrollsystemet og enheter på havbunnen som kan være ventiler og sensorer. Dersom hovedkontrollsystemet ønsker å stenge/åpne en ventil eller innhente måledata fra sensorer, sendes melding til SEM. Når SEM mottar melding utføres operasjonen, og gir tilbakemelding til hovedkontrollsystemet på land. I tillegg til sensorer og ventiler skal systemet også kunne innhente seismiske data fra mikrofoner på havbunnen. Seismiske data er store datamengder som krever bredbåndskommunikasjon, gjerne opp mot 50-100 Mb/s for hver måleenhet. Dersom det er mange måleenheter vil samlet båndbredde komme opp i flere hundre Mb/s.



Kommunikasjon mellom hovedkontrollsystemet og SEM'ene er i sanntid. Det setter krav til nettet og kommunikasjonsprotokollene som skal benyttes.

I tillegg til krav om stor båndbredde, vil det også være krav om minst mulig forsinkelse utover forplantingsforsinkelsen i fiberkabelen.

En ufrivillig stopp i produksjon er økonomisk tap for oljeselskapene, derfor er høy stabilitet en viktig faktor. For å ivareta krav om høy stabilitet bør kommunikasjonssystemet være redundant.

De fiberoptiske kablene som skal overføre data er integrert i oljerøret som fører oljen til land. Det vil derfor ikke være mulig å koble inn forsterker på midten av fiberlinken, kun i hver av endene.

Eksempel på kommunikasjonskrav for et nett som er beskrevet vises i appendiks i.

## **1.2 Problemstilling**

En problemstilling er hvordan skal et nett skal designes, og hvilke kommunikasjonsprotokoller som egner seg best for et nett som er beskrevet over. Det må tas hensyn til krav om sanntids kommunikasjon, samt at båndbredden på dataoverføringen vil kunne kreve flere hundre Mb/s. Ved å ta utgangspunkt i kjente kommunikasjonsprotokoller som kan være mulig å benytte, skal det velges ut en kommunikasjonsprotokoll som egner seg best til nettet som er beskrevet i innledningen. Da lengden på linken kan komme over 200 km må en finne en løsning for transmisjonslinken som gjør at signalet som mottas er god nok for å opprettholde en gitt bitfeilsannsynlighet (BER, eng. bit error ratio).

## **1.3 Mål**

Målet er å kartlegge kommunikasjonsprotokoller for bredbåndskommunikasjon som er velegnet for et nett der styringssentralen står over 200 km fra resten av nodene (SEM) i nettet. Det skal planlegges og bygges et prøvenett som skal testes. Utstyr og kommunikasjonsprotokoller som skal benyttes i nettet skal være kommersielt tilgjengelig.

## **1.4 Oppgavens oppbygging**

I kapittel 2 presenteres bakgrunnsstoff som skal danne grunnlag for valg av løsning. I kapittel 3 presenteres valg av kommunikasjonsprotokoll som benyttes, samt en innledning for hvordan nettet bygges opp fysisk. I tillegg vises teoretiske beregninger som er av interesse for testene som skal gjøres. Kapittel 4 gir en mer inngående beskrivelse av oppbyggingen av prøvenettet og testmetode som benyttes. Tilslutt presenteres testresultater som er framkommet. Testen det legges mest vekt på er bitfeiltest, i tillegg er det gjort en test som viser gjennomstrømning og forsinkelsen i prøvenettet. I kapittel 5 er det diskusjon/forslag til videre arbeid. Kapittel 6 er konklusjon.

## Kapittel 2

# Bakgrunnsstoff

## 2.1 Protokoller og nettarkitekturer

### 2.1.1 Ethernet (IEEE 802.3)

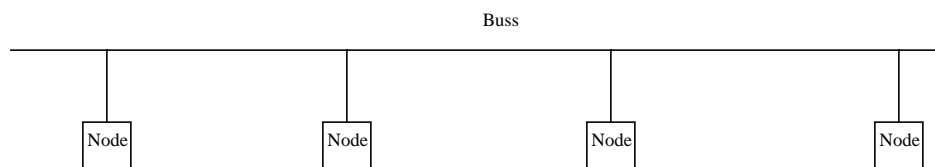
Ethernet er den mest vellykkede teknologien for lokalnett de siste 20 årene [Peterson & Davie, 2000]. Den ble utviklet på midten av 1970 årene av forskere ved Xerox Palo Research Center (PARC). Ethernet bruker lokalnett-teknologien “Carrier Sense Multiple Access with collision detect” (CSMA/CD). Av navnet fremgår det at flere noder deler et medium som det sendes/mottas datapakker på.

Ethernet har sitt utspring fra et tidligere pakkeradionett kalt Aloha, og ble utviklet ved Universitetet på Hawaii. Som følge av behov for datakommunikasjon mellom Hawaii øyene ble Aloha utviklet. Problemet var å finne en løsning som ga den enkelte node tilgang til overføringsmediet på en rettferdig og effektiv måte. Det er utviklet algoritme både for Ethernet og Aloha som kontrollerer tilgangen når hver node skal få lov å sende.

IEEE standarden 802.3 definerer flere typer overføringsmedier, koaksialkabel (10Base5, 10Base2, 10 står for 10 Mb/s), parkabel (10BaseT) og fiberoptisk kabel (10BaseF). Standarden definerer også tre datarater, 10 Mb/s, 100 Mb/s og 1000 Mb/s, etter hvert vil også 10 Gb/s bli standardisert. 10 Mb/s blir brukt i et multiplaksessmodus, det vil si den deler overføringsmediet med andre noder i et nett. Mens 100 Mb/s og 1000 Mb/s er ofte fulldupleks, punkt til punkt forbindelse. Eksempel på det er et svtjset-nett.

#### Fysiske egenskaper:

Et Ethernet-segment kan være inntil 500 meter koaksialkabel. Benyttes koaksialkabel som transmisjonsmedium kobles nodene direkte på bussen, se figur 2.1.

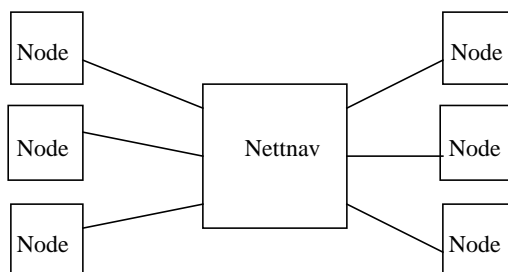


**Figur 2.1 Ethernet bussegment**

For å øke den fysiske lengden på nettet kan flere bussegmenter kobles sammen ved hjelp av gjentaker (eng. repeater). Oppgaven til gjentaker er å forsterker opp mottatt signal, og

videresende det forsterkede signalet til neste segment i nettet. Maksimalt fire gjentakere er tillatt i Ethernet, og lengste avstand mellom to noder blir da 2500 meter.

Dersom parkabel benyttes som transmisjonsmedium, kobles nodene sammen ved hjelp av nettnav (eng. hub). En nettnav er gjentaker med mange inn-/utporter. Et signal som kommer inn på en port i en nettnav blir sendt ut på alle andre porter. En slik kobling kalles stjernekonfigurasjon, se figur 2.2



**Figur 2.2 Stjernekonfigurasjon av Ethernet**

Alle noder som er sammenkoblet ved hjelp av gjentaker eller nettnav vil være i samme kollisjonsdomene [Peterson & Davie, 2000]. Noder innenfor et kollisjonsdomene konkurrerer om tilgangen til samme transmisjonsmedium.

I parkabelkonfigurasjon kan nettnav erstattes med svitsj, som er en mer intelligent enhet. Svitsj har i likhet med nettnav mange inn-/utporter. Men en ramme som kommer inn på en port sendes ikke ut på alle andre porter. Rammen blir kun sendt ut på porten som mottakeren av rammen er tilkoblet. Svitsjen leser av mottakeradresse på innkommende ramme, og vet derfor hvilken port rammen skal sendes ut på. Hver port blir et kollisjonsdomene. Er det tilkoblet en node per port vil man få et kollisjonsfritt nett. Fordi om flere porter forsøker å sende til en og samme port vil det ikke bli kollisjon. Det er fordi svitsjen bufferer data dersom det er flere porter som forsøker å sende til samme port samtidig. Dersom det er tilkoblet en node per port i en svitsj, vil gjennomstrømningen øke og responstiden gå ned i nettet. Det er fordi en unngår kollisjon av pakker som fører til retransmisjon i nettet. Prismessig er svitsjer begynt å komme på nivå med nettnav, av den grunn er det blitt vanlig å benytte svitsj framfor for nettnav. En svitsj kan ha forskjellige hastigheter på portene, for eksempel kan 5 av portene ha 100 Mb/s og en annen port kan ha 1 Gb/s.

## Ethernet rammeformat

Ethernet's rammeformat er vist i figur 2.3

Synkroniseringsbit	Mottaker adresse	Sender adresse	Type	Data	CRC
8 byte	6 byte	6 byte	8 byte	46-1500 byte	4 byte

**Figur 2.3 Ethernet rammeformat**

De første 64 bitene er “synkroniseringsbit”, den gir mottaker mulighet å synkronisere seg med signalet.

I mottaker- og senderadresse feltene identifiseres avsender og mottaker av Ethernet rammen.

“Type” feltet fungerer som en demultiplexnøkkel. Den angir hvilken høyere lags protokoll pakken skal leveres til.

Datafeltet inneholder datainformasjonen som sendes, og kan inneholde inntil 1500 byte. Minste antall byte feltet kan inneholde er 46 byte. Grunnen til krav om minste pakkestørrelse er for å kunne detektere kollisjon av pakker i nettet. Dersom datainnholdet er mindre enn 46 byte, benyttes bit-stuffing for å tilfredstille kravet. Ved bit-stuffing legges det til ekstra bit i datafeltet.

“CRC” feltet er for feilsjekk av rammen. En 32-bit syklisk redundanssjekkcode (CRC, eng. cyclic redundancy check) blir generert av sender. Koden blir kontrollert av mottaker for å se om bit er blitt feildetektet i mottaker. Mottakeren kaster normalt pakker med bitfeil.

## Adressering

Alle Ethernet-kort har en unik 48-bits adresse som er brent i en minnekrets. Når nettkortet mottar en ramme sjekkes det om rammen er adressert til seg. Er nettkortets adresse lik mottakeradresse sendes rammen til noden som nettkortet er tilkoblet. Nettkortet kan også programmeres til å motta alle rammene som sendes over mediet. En ramme som inneholder bare 1'ere i adressefeltet er en kringkastingspakke, og er adressert til alle nodene i nettet. Gruppeadresse (eng. multicast adress) kan også brukes, da er nettkortet programmert til å akseptere en spesiell adresse som er for en gruppe noder.

## Aksess protokoll for Ethernet

Hvordan den enkelte node skal få aksess til mediet styres ved hjelp av en algoritme kalt, “Ethernet media access control” (MAC) [Peterson & Davie, 2000]. Algoritmen er implementert i nettkortet som er i noden, og kan ikke forandres.

### Sender algoritme

Når en node ønsker å sende, lytter den på mediet for å sjekke om andre noder sender (det er egentlig nettkortet i noden som gjør dette, men bruker node i forklaringene som følger). Er mediet ledig, sendes rammen ut på nettet. Rammen som sendes er maksimal 1500 byte, og det begrenser tiden hver node kan oppta mediet. Dersom en node ønsker å sende flere pakker/rammer må den vente  $9.6 \mu\text{s}$  [Peterson & Davie, 2000] mellom hver utsendelse, det er for å gi andre noder mulighet å sende.

Er mediet opptatt når en node skal sende, må den vente til mediet blir ledig før rammen sendes (rammen sendes  $9.6 \mu\text{s}$  etter at mediet er blitt ledig). Ethernet er en 1-persistent protokoll, det vil si den sender med en sannsynlighet på 1 når mediet blir ledig.

Ethernet ikke har noe nettkontroll som gir nodene tillatelse til å sende data på nettet. Det vil kunne føre til at to (eller flere) noder starter å sende samtidig, og pakkene som sendes ut på nettet vil kunne kollidere. Ethernet har kollisjonsdeteksjon som gjør nodene oppmerksom på pakkekollisjon i nettet. En node som sender lytter samtidig på nettet. Dersom den mottar noe annet enn sitt eget signal, er det oppstått kollisjon mellom pakker i nettet. Når en sender oppdager kollisjon, vil den sende ut en 32-bits jammesekvens før den avslutter sendingen. Jammesekvensen skal gjøre andre noder oppmerksom på at pakkekollisjon har oppstått i nettet. Når jammesekvensen er sendt, vil senderen vente en tilfeldig tid mellom 0 og  $51.2 \mu\text{s}$  [Peterson & Davie, 2000] før den forsøker å sende rammen på nytt. Oppstår ny kollisjon doubles ventetidsintervallet for hvert mislykkede sendingsforsøk. Etter seksten mislykkede sendingsforsøk gir noden opp å sende.

### Forsinkelser

Signalet forplanter seg med en viss hastighet i et medium, maksimalt  $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  (i vakuum). Det gir forplantningsforsinkelse når en node sender en ramme til en annen node. Maksimal avstand mellom to noder kan i følge Ethernet standarden være inntil 2500 meter [Peterson & Davie, 2000]. Et signal bruker cirka  $8 \mu\text{s}$  å forplante seg 2500 meter dersom forplantningshastigheten er  $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ . En sender skal innen  $51.2 \mu\text{s}$  [Peterson & Davie, 2000] kunne detektere om kollisjon har oppstått i nettet. Hvordan denne tiden fremkommer forklares under ved hjelp av et eksempel. Anta to noder (1 og 2) skal kommunisere med hverandre over Ethernet. Dersom node 1 sender en ramme ut på mediet, vil første bit av rammen mottas av node 2 etter  $x \mu\text{s}$ . Hvis node 2 begynner å sende før den mottar signal fra node 1 vil kollisjon oppstå. Signalet fra node 2 vil nå node 1 etter  $x \mu\text{s}$ , og node 1 vil da kunne detektere kollisjon ettersom den ikke er ferdig å sende sin ramme. Det vil derfor ta  $2 \cdot x \mu\text{s}$  å detektere en kollisjon for node 1, i tillegg vil det være prosesseringstid i Ethernetkortene og gjentakere/nettnav. Forplantningsforsinkelse og prosesseringstid i nett-

kort/gjentakere danner grunnlaget for 51.2  $\mu$ s. Antall bit som sendes ut i løpet av 51,2  $\mu$ s, er 512 bit når bitraten er 10 Mb/s. Bitraten og antall utsendte bit i løpet av 51.2  $\mu$ s, danner grunnlaget for minste pakkestørrelse som gir garanti for kollisjonsdeteksjon.

51.2  $\mu$ s er basert på disse parametrene [Svend Eriksen, 2000]:

$$51.2 \mu s = 2 \cdot (mp + pg + pn)$$

mp = Maksimal forplantningstid mellom to noder

pg = Prosesseringstiden i gjentakere

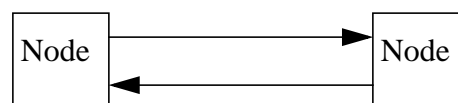
pn = Prosesseringstiden i nettkortene

### Ethernet over lange avstander

Dersom avstanden mellom to noder økes til 200 km, vil forplantningstiden øke og garantien for kollisjonsdeteksjon faller bort. Årsaken er at senderen vil kunne være ferdig å sende en ramme før signalet har forplantet seg til mottakeren. Sene kollisjoner ("late collision") [Svend Eriksen, 2000] er et uttrykk som brukes når en node har avsluttet sending og kollisjon oppstår i etterkant. Når avstanden øker, vil det kunne bli økning av pakkekollisjoner på grunn av det tar lengre tid før alle nodene registrerer at mediet er tatt i bruk.

For å løse problemet med sene kollisjoner kan en øke minste pakkestørrelse. Signalet vil da kunne forplante seg frem og tilbake før sender har avsluttet utsendelse av rammen. Det vil fungere, men båndbreddeutnyttelsen vil gå ned dersom en må bit-stuffe når datarammene blir for små. Denne løsningen vil ikke hindre økning av pakkekollisjoner, derfor vil denne løsningen ikke være optimal.

En annen løsning er å bruke svitsj. Ved koble kun en node per port vil det aldri bli kollisjoner i nettet. En svitsj bufferer data som kommer inn på svitsjen, og sender data ut på riktig port. Dersom en port er opptatt med å sende data, blir datarammene satt i kø i påvente av å sende data ut på porten. En slik løsning gjør at alle noder som er tilkoblet svitsjen kan sende når de vil. Det vil gjøre nettet mer effektivt på grunn av nodene slipper å vente for å få tilgang til mediet. En node koblet til en svitsj vil kunne kommunisere fulldupleks, det vil si den kan sende og motta samtidig. Det doubler overføringshastigheten sammenlignet med halvdupleks. I busskonfigurasjon og stjernekonfigurasjon (med nettnav) brukes halvdupleks. To noder koblet direkte mot hverandre kan kommunisere fulldupleks, se figur 2.4



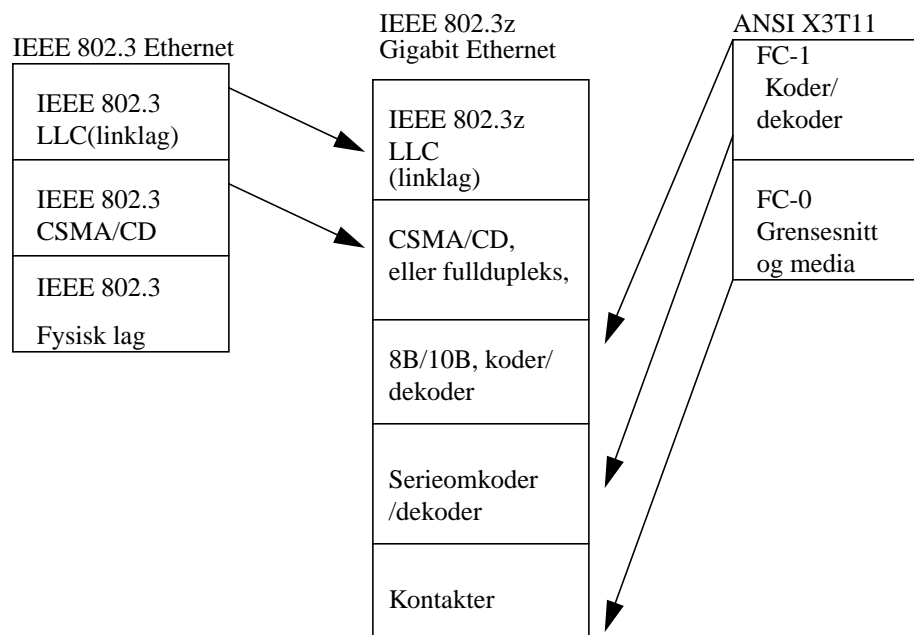
**Figur 2.4 To noder direktekoblet kan kommuniserer fulldupleks**

## 2.1.2 Gigabit Ethernet

### Protokollarkitektur

Gigabit Ethernet har en tidobling av hastigheten i forhold til “Fast Ethernet” (100 Mb/s). Det fysiske grensesnittet til Gigabit Ethernet er forskjellig i fra IEEE standarden 802.3. Men Gigabit Ethernet vil fungere sammen med IEEE standarden 802.3 fordi dataformatet er likt fra datalinklaget og oppover i OSI-modellen(open system interconnection).

Gigabit Ethernet (IEEE 802.3z) er en standard som er bygd opp av to andre standarder, IEEE 802.3 Ethernet og ANSI X3T11 Fiber channel [Cisco, 2000]. Det fysiske laget til Fiber channel er benyttet i Gigabit Ethernet, mens rammeformat og CSMA/CD er tatt fra IEEE standarden 802.3. For IEEE standarden 802.3 ab (1000Base-T, parkabel) er ikke Fiber channel’s fysisk lag benyttet, men det har et eget definert grensesnitt. Det blir nærmere forklart lengre ned. Figur 2.5 viser hvordan linklag og fysisk lag er bygd opp i Gigabit Ethernet (IEEE 802.3z).



Figur 2.5 Oppbygging av linklag og fysisk lag i Gigabit Ethernet

### Fysisk lag i Gigabit Ethernet

Det er definert tre typer overføringsmedier for Gigabit Ethernet [IEEE, 2000]:

1. Fiber: Langbølgelaser (1300nm) over singelmodusfiber eller multimodusfiber (1000Base-LX) og kortbølgelaser (850nm) over multimodusfiber (1000Base-SX).

2. Skjermet balansert kobberkabel (150 ohm karakteristisk impedans), 1000Base-CX

3. Parkabel, 1000Base-T

Signaleringsraten for Gigabit Ethernet er 1.25 Gb/s, og gir en datarate på 1 Gb/s. Hvordan dataene blir kodet før de sendes ut på det fysiske mediet er avhengig av om det benyttes fiber- eller parkabel. Fiberkabel (1000Base-SX/LX) og skjermet-kobberkabel (1000Base-CX) bruker 8B10B koding, mens parkabel (1000Base-T) bruker Trellis koder/Vitervi dekode [Cisco, 2000].

Distansen i utstrekning er avhengig av type overføringsmedium. Tabell 2.1 viser utstrekningen i meter for de typer overføringsmedier som Gigabit Ethernet definerer.

**TABELL 2.1 Utstrekning for Gigabit Ethernet[IEEE, 2000]**

Transceiver	Fiber	Avstand
1000Base-LX	62.5	550 meter
	50	550 meter
	10	5000 meter*
1000Base-SX	62.5	220 meter
	50	550 meter
1000Base-CX		25 meter
1000Base-T		100 Meter

\*Dette er minimums avstander som er spesifisert av IEEE, men vil kunne være høyere avhengig av type fiber som blir brukt.

### **8B/10B koding**

8B/10B koding er blant annet til hjelp for DC-balansering. Dersom det ikke er DC-balansering i koden vil det kunne bygge seg opp et DC-signal som fører til varmgang i laseren når flere 1'ere enn 0'ere blir sendt. Det vil igjen føre til en høyere bitfeilsannsynlighet (BER, bit error ratio). 8B/10B koden har to redundansbit, 8 bit fra høyere lag blir kodet til 10 bit i det fysiske laget, som vil gi en signaleringsrate på 1.25 Gb/s.

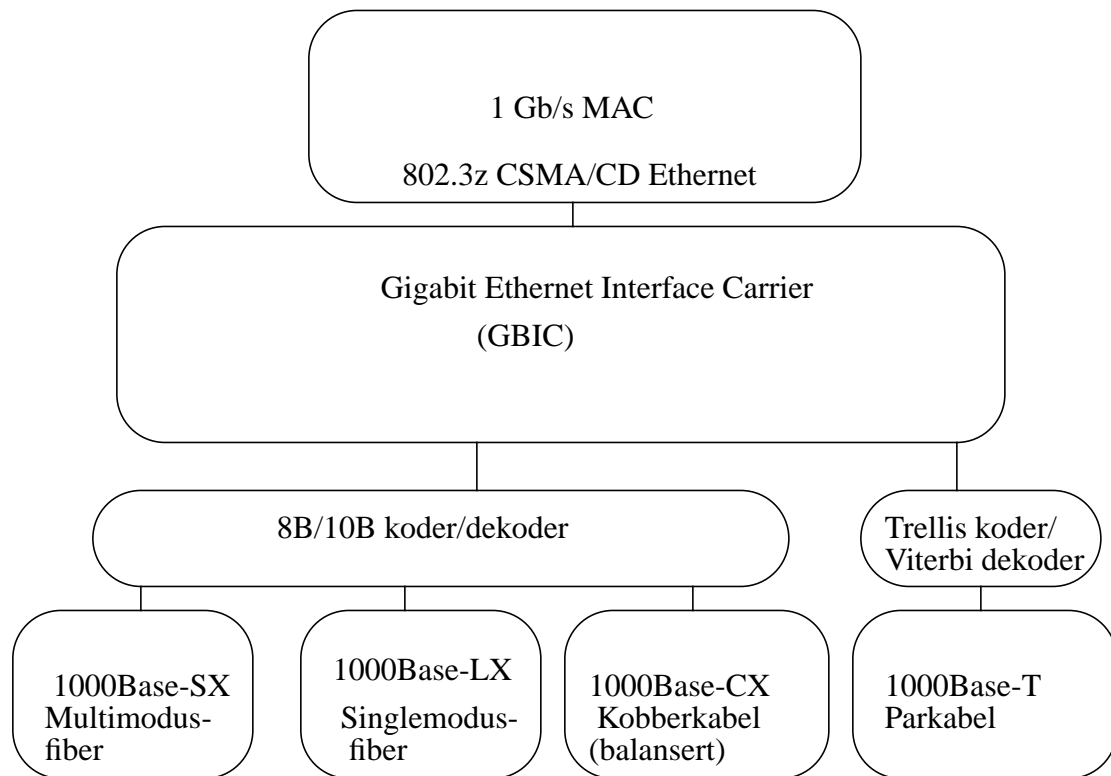
Fordeler med koding av data ved høye datahastigheter [Cisco, 2000]:

- \* Forbedring av klokkegjenvinning i mottaker
- \* Mottaker har en større mulighet for feildeteksjon og eventuelt feilretting av mottatt data.
- \* Hindrer DC-oppbygging på mediet.
- \* Koding kan hjelpe å skille databit fra kontrollbit.



## Gigabit Ethernet Interface Carrier (GBIC)

Ved å ha et grensesnittlag, GBIC (eng. Gigabit Ethernet Interface Carrier), mellom linklag og fysisk lag vil en kunne koblet til flere medietyper i et Gigabit Ethernet-produkt. En svitsj vil for eksempel kunne ha en port som støtter fiberkabel og en annen port som støtter parkabel. Figur 2.6 viser hvordan forskjellige typer media kan kobles til et Gigabit Ethernet-produkt. En ser parkabel skiller seg ut ved at den bruker en annen type koding/dekoding.



Figur 2.6 Funksjonalitetsdiagram for Gigabit Ethernet grensesnitt

### MAC-laget

MAC-laget i Gigabit Ethernet er det samme som benyttes i standard Ethernet. Dette laget innbefatter støtte for halv- og fulldupleks og kollisjonsdeteksjon (eng. Collision detect).

Gigabit Ethernet to tilleggsfunksjoner når en skal kommunisere med halvdupleks, rammebursting (eng. frame bursting) og bærebølgeforlengelse (eng. carrier extension).

### Bærebølgeforlengelse (eng. Carrier Extension):

Standard Ethernet har en minste pakkestørrelse på 64 byte for å kunne detektere pakkekollisjon i et nett. Når dataratene øker går det kortere tid å sende ut en pakke, og lengden på pakken blir dermed mindre enn tidsluken (eng. slot time)(i bit). Det vil si en node er ferdig å sende en pakke før signalet har forplantet seg frem og tilbake på mediet, og noden vil

ikke kunne detektere pakkekollisjon. For å løse problemet i Gigabit Ethernet brukes en metode som kalles bærebølgefórlengelse (eng. Carrier Extention). Bærebølgefórlengelse legger til bit i rammen inntil den holder kravet til minimum tidsluke, og Gigabit Ethernet vil da være kompatibel med Ethernet CSMA/CD.

### **Rammebursting (eng. Frame Bursting):**

Den andre tilleggfunksjonen som finnes i Gigabit Ethernet er rammebursting. Dersom en node har mange små pakker som skal sendes, legger den til ekstra bit mellom hver pakke slik at de andre nodene vil se dette som en stor pakke. Sender-noden kan sende inntil 1500 byte, som er maksimal pakkestørrelse gitt av standarden IEEE 802.3.

### **Fulldupleks**

Ved fulldupleks kan nodene sende og motta samtidig, det vil gi en båndbredde på 2 Gb/s for hver node. Fulldupleks Gigabit Ethernet blir typisk bruk mellom to svitsjer eller mellom svitsj og server. Ved en slik konfigurasjon vil det aldri kunne bli kollisjoner, dermed er CSMA/CD flyt- og aksesskontroll overflødig. Det er imidlertid definert en egen flytkontroll for Gigabit Ethernet av IEEE (IEEE 802.3x)

### **Flytkontroll (IEEE 802.3x)**

Dersom en mottaker blir overfylt med pakker slik at den får opphoping, vil den sende en pauseramme til senderen om at den må holde igjen en gitt tid. Senderen stopper sending, og vil ikke starte å sende før den forespurte ventetiden er over. Blir imidlertid mottaker klar til å motta før forespurt ventetid, kan mottakeren sende en pauseramme med ventetid null. Når sender mottar pauseramme med null ventetid fortsetter den sending. Flytkontroll er nyttig dersom mikroprosessen til mottakeren er opptatt med andre oppgaver.

### **1000Base-T fysisk lag og koding**

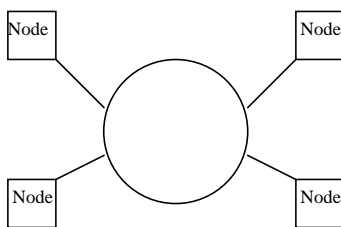
Det fysiske mediet i 1000Base-T er parkabel, der standarden sier at 4 par brukes. Tabell 2.1 viser maksimal utstrekning når parkabel benyttes som transmisjonsmedium.

Dataene som kommer fra høyere lag kodes før de sendes ut på parkabelen. Koding som benyttes i 1000Base-T er Trellis koder/ Viterbi dekode [GEA, 1997]. Denne koden vil ha mulighet å rette eventuelle feil som blir detektert ved dekode [Bissel & Chapman, 1992].

### 2.1.3 Billett-ringnett (eng. Token Ring Network)

Som Ethernet baserer billett-ringnett seg på delt medium [Peterson & Davie, 2000]. De to mest kjente er IBM Token Ring og IEEE 802.5. Disse to er nærmest identiske, og vil derfor omtales som billett-ringnett i teksten som følger.

Billett-ringnett består av noder sammenkoblet i ring, se figur 2.7. Data flyter i ringen mellom nodene i en retning. En node mottar data fra en nabonode, og sender data til neste nabonode i ringen. Som Ethernet har også billett-ring en distribuert algoritme som kontrollerer når nodene kan sende. En annen likhet med Ethernet er at alle nodene kan se hva som blir sendt i nettet.



**Figur 2.7 Billett-ringnett**

Ordet billett (eng. token) er et spesielt bitmønster som gir en node adgang til å sende data ut på mediet. Billetten sirkulerer i ringen og tilbyr nodene etter tur å sende data. Når en node mottar billetten, videresender den billetten til neste node dersom den ikke har noe å sende. Har noden data den ønsker å sende, beholder den billetten og sender dataene ut på nettet. Når en node ser en pakke som er adressert til seg, kopierer den pakken og videresender den til neste nabonode. Pakken sirkulerer i ringen helt til den kommer tilbake til avsendernoden. Denne noden fjerner pakken fra ringen og sender billetten videre til neste nabonode. Dette er en kommunikasjonsprotokoll som baserer seg på "round robin" prinsipp, alle får mulighet å sende data på nettet etter tur. Dataraten på billett-ringnett er 4 Mb/s eller 16 Mb/s.

#### **Kontroll av mediumaksess i billett-ring**

I et billett-ringnett deler alle nodene transmisjonsmediet. For å gi nodene tilgang til mediet er det utviklet en algoritme for kontroll av mediumaksess (MAC, eng. Medium Access control). Den er i grove trekk beskrevet tidligere, men under følger en mer detaljert forklaring.

Når billetten sirkulerer i ringen, kan stasjoner som har noe å sende gripe billetten å starte utsending av data. Billetten tas av ringen ved å endre første bit i andre byte av billetten, og de to første byte av den modifiserte billetten blir nå synkroniseringsbit til den etter-

følgende datapakken som sendes. Når en stasjon har billetten kan den sende en eller flere datapakker, hvor mange er avhengig av tidsparametere som blir beskrevet lengre.

En pakke som sendes inneholder mottakeradresse til mottaker-noden, adressen kan også være en gruppe- eller kringkastingsadresse som sender en pakke til flere noder. Når pakken flyter i ringen sjekker hver node om pakken er adressert til seg. Dersom en node mottar en pakke som er adressert til seg, kopierer noden pakken og sender den videre til neste node i ringen. Det er avsender-noden som har ansvar for å fjerne pakken fra ringen.

Hvor mye data som kan sendes bestemmes av parameteren billett-holdetid (eng. token holding time, THT). Denne parameteren bestemmer hvor lenge en node kan holde billetten før den må sende den videre til neste node. Når en node ønsker å sende en pakke, må den beregne hvor lang tid det tar å sende den. Dersom sendetiden overstiger tiden den har igjen av THT, kan pakke ikke sendes. Billetten videresendes da umiddelbart til neste node.

En annen nyttig parameter er billett-rotasjonstid (eng.token rotation time, TRT). Det er tiden det tar billetten å traversere ringen.

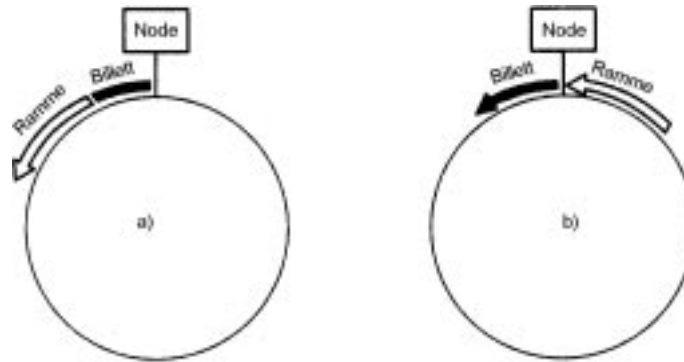
$$TRT \leq \text{Aktive noder} \cdot THT + \text{forplantningsforsinkelse i ringen}$$

Fra uttrykket over ser en at tiden mellom hver gang en node får billetten er avhengig av forplantningsforsinkelsen. Dersom ringen er 400 km lang, vil forplantningsforsinkelsen bli 2 ms når forplantingshastigheten i mediet er  $2 \cdot 10^8$  m/s. Hvis forplantningsforsinkelsen er stor vil det kunne påvirke effektivutnyttelse i nettet. Dersom pakkestørrelsen er 1500 byte og dataraten er 16 Mb/s, vil det ta 0.75 ms å sende hele pakken ut på nettet. Tiden det tar før noden har fått tilbake pakken og kan sende billetten til neste node er 2.75 ms. Gjennomstrømningen i nettet blir da  $1500 \text{ byte} / 2.75 \text{ ms} = 4.4 \text{ Mb/s}$ . Dette eksempelet viser hvor dårlig billett-ringnett skalerer når lengden på ringen blir stor. Hvis det er mange noder i nettet vil TRT tiden kunne øke, og det vil gå enda lengre tid mellom hver gang en node får mulighet å sendt data.

Billett-ringnett støtter påliteligoverføring ved å bruke 2 bit, A- og C-bit, av pakken. Når pakken sendes er disse satt til null. I det øyeblikket en node mottar en pakke som er adressert til seg, setter den A bitet til 1 og kopiere pakken. Når kopiering er utført settes C bitet til 1, og videresender pakken med de modifikasjonene som er gjort. Når avsender mottar sin egen pakke, sjekkes A og C-bitene for konstatere om sendingen var feilfri. Er A-bitet ikke satt, ble pakken ikke mottatt. Dersom A-bit satt, men ikke C-bit, tyder det på at mottaker ikke klarte å kopiere pakken av en eller annen grunn, for eksempel mangel på nok minne. Senderen kan da sende pakken på nytt dersom den ønsker det.

En annen egenskap ved billett-ring er prioritering av pakker. Billetten har et 3-bits felt som er satt av til prioritet. En node som ønsker å sende kan sette prioritetsverdi på utgående datapakke. For å kunne sende data på nettet må prioriteten på pakken minst være like høy som prioriteten på billetten. Denne egenskapen gjør at ringnett vil kunne prioritere data fra applikasjoner som krever tjenestekvalitet (QoS, eng. Quality of Service).

Det finnes to måter å gi fra seg billetten, tidlig slipp og sen slipp. Ved tidlig slipp vil billetten bli sendt rett etter siste bit til utgående pakke, se figur 2.8 a). Ved sen slipp, vil billetten bli sendt først når pakken er kommet tilbake til senderen, se figur 2.8 b). Båndbreddeutnyttelsen vil ha en høyere verdi ved tidlig slipp enn ved sen slipp. En vil spesielt merke det når lengden på ringen er stor.



**Figur 2.8 To måter å slippe billetten, a) tidlig slipp, b) sen slipp**

### **Vedlikehold av billett-ringnett**

Billetten kan forsvinne ut av ringen, og da må det være en mulighet å få billetten tilbake i ringen. Det er løst ved å ha en monitorstasjon som har kontroll over billetts tilstand. I tillegg har monitorstasjonen den generelle kontrollen over tilstand i ringen. Noden som er monitorstasjon sender ut en kontrollmelding jevnlig for å gjøre andre noder oppmerksom at den er aktiv. Hvis en node ikke mottar kontrollmeldingen innen en viss tidsperiode, sender den ut en melding om at den ønsker å bli monitorstasjonen. Dersom ikke andre sender samme melding blir den monitorstasjon. Er det flere noder som krever å bli monitorstasjon vil noden med høyest adresse få tilslaget.

Monitorstasjonens oppgave er å [Peterson & Davie, 2000]:

- Se til at billetten eksisterer i ringen, eventuelt gjenninnsette den dersom den er forsvunnet fra ringen.
- Sjekke at pakkene som blir sendt er feilfrie.
- Fjerne pakker fra ringen dersom avsender av pakken har mistet kontakten med ringen. Det forhindrer pakker i å sirkulere rundt i nettet.

## Rammeformat

Figur 2.9 viser rammeformatet til Billett-ring.

1 Byte	1 Bytet	1 Byte	6 Byte	6 byte	Variabel	4 Byte	1 Byte	1 Byte
Start-avgreanser	Tilgangs-kontroll	Ramme-kontroll	Mottaker-adresse	Avsender-adresse	Data	Sjekksum	Slutt-avgreanser	Ramme-status

**Figur 2.9 Rammeformat til Billett-ring**

**Start-avgreanser:** Indikerer starten på en ramme.

**Tilgangskontroll:** Brukes i forbindelse med prioritering.

**Rammekontroll:** Demultipleks-nøkkel som identifiserer høyere lags protokoller.

**Adresse:** 48-bits sender- og mottakeradresse.

**Sjekksum:** 32-CRC

**Slutt-avgreanser:** Indikerer slutten på rammen, samt inneholder feilindikeringsbit som blir satt dersom det er feil i rammen.

**Rammestatus:** Brukes i forbindelse med pålitelig overføring (A-bit og C-bit).

### 2.1.4 FDDI (Fiber distributed data interface)

FDDI er på mange måter lik Billett-ringnett, men det skiller seg fra billett-ring ved at den benytter fiberkabel som overføringsmedium. Datarate i FDDI nett er 100 Mb/s, og ifølge standarden for FDDI kan lengden på ringen være 100 km [Peterson & Davie, 2000]. Men denne lengden kan overskrides [Svend Eriksen, 2000].

#### Aksessalgoritme for FDDI

Som i billett-ring er det definert en billett-holdetid (eng. token holding time, THT). I tillegg er det definert en ny tidsparameter, tålt billett-holdetid (eng. target token rotation time, TTRT), som er øvre grense for rotasjonstiden (TRT) til billetten.

I FDDI skilles det mellom to typer data, synkron og asynkron. Synkron data er data som er sensitiv for forsinkelse, for eksempel video eller lyd. Asynkron data er data som ikke er tidskristiske.

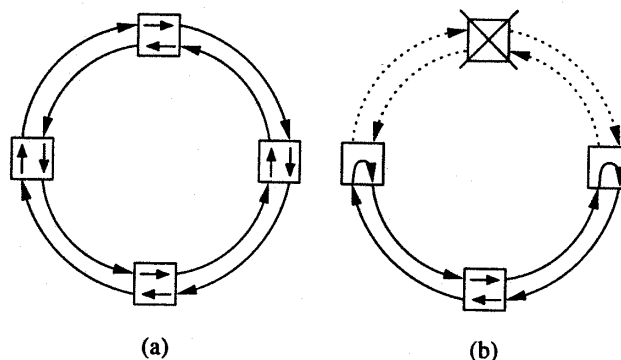
Når en node mottar billetten måler den tiden det har tatt billetten å traversere ringen. Er den målte tiden større enn TTRT kan noden kun sende synkron data. I motsatt tilfelle kan

noden sende både synkron data og asynkron data. Hvor mye asynkron data som kan sendes er avhengig av tidsdifferansen mellom TRT og TTRT.

Ved å kunne skille mellom synkron data og asynkron data, gjør at FDDI kan overføre applikasjonsdata med krav til tjenestekvalitet (for eksempel krav til maksimal forsinkelse).

### Fysisk oppbygging av FDDI

FDDI har to parallelle uavhengig ringe som figur 2.10 a viser. Det gir en sikkerhet hvis en av ringene får et brudd, eller en node slutter å fungere. Dersom brudd oppstår vil nodene nærmest bruddet koble om, og benytte den andre ringen, se figur 2.10 b. Det gjør FDDI-nett mer robust sammenlignet med billett-ringnett. Begge ringene kan brukes samtidig til å overføre data, og en vil da få høyere gjennomstrømning. Det vil da kunne være to billetter i ringen.



Figur 2.10 FDDI-nett, a) Alle noder inntakt, b) en node er ut av funksjon

## 2.1.5 PROFIBUS

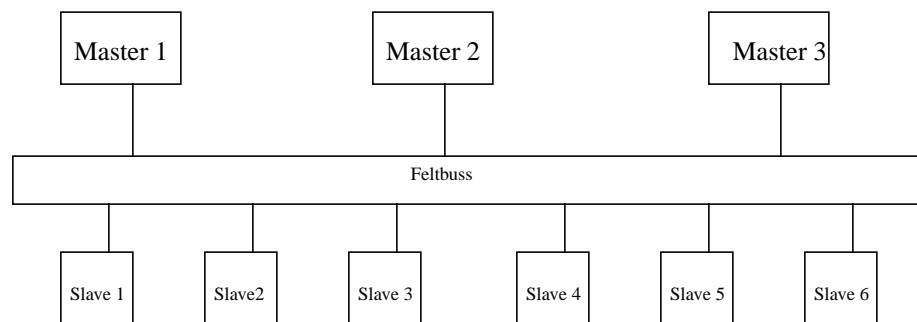
Profibus er en kommunikasjonsstandard som brukes i styringssystemer ved industriprosesser. Det kan være styringssentraler som ønsker å kommunisere med sensorer, ventiler og lignende i et prosesssystem. Profibus er en produsentuavhengig åpen feltbusstandard [Profibus International, 2001], der enheter fra forskjellige produsenter skal kunne kommunisere med hverandre uten store forandringer på enheter. Det er standardisert tre typer kommunikasjonsprotokoller, DP, PA og FMS [Profibus International, 2001]. Der DP benyttes typisk mellom et automasjonskontrollsystem og distribuerte I/O-enheter (givere og eller ventiler). PA benyttes i automasjonsprosesser der applikasjoner skal kommunisere med givere og lignende enheter. FMS-protokollen benyttes i kommunikasjon mellom to eller flere kontrollenheter. Overføringsmedium kan være elektriske kabler (typisk parkabel) eller fiberoptiske kabler.

Felles for disse tre kommunikasjonsprotokollene er at de er master-slavebasert eller pol-

lingbasert. Masteren har kontroll over kommunikasjonen på den serielle bussen som enhetene er tilkoblet. Masterenheten kan sende melding/forespørsel til en enhet når den ønsker det, og kalles derfor aktiv stasjon. Slaveenheter er typisk sensorer, I/O-enheter eller ventiler. Disse har ikke aksessrett til bussen annet en når den skal sende svar/melding etter forespørsel gjort av masteren. Slaveenhetene kalles passive stasjoner. Maksimal datarate for Profibus er 12 Mb/s [Profibus International, 2001].

### Bussaksesskontroll

Et typisk kommunikasjonsoppsett for et prosessystem er visst i figur 2.11. Det er tre master som skal kommunisere med slaveenheter som figuren viser.



**Figur 2.11 Profibus kommunikasjonssystem**

Da dette er et nett som baserer seg på delt medium må hver master få en tildelt tid for når den skal få aksess til bussen. Tilgangskontrollen er løst ved å la en billett (eng. token) sirkulerer mellom masterstasjonene. Når en master mottar billett fra en annen master kan den sende en forespørsel/melding til en av slaveenhetene. Slaven mottar forespørsel/meldingen, og kan sende tilbakemelding til masteren den har kontakt med. Masteren må vente på kvittering fra en slave før ny forespørsel kan gjøres. Masteren må videresende billetten til neste master etter en gitt tid (THT).

Pollingbasert kommunikasjon er en sikker måte å overføre data ettersom det gis kvittering for hver sendte datapakke. Ulempen er når avstanden mellom slave og master blir veldig lang. Da vil tiden det tar å sende en forespørsel øke som følge av lang forplantningstid, og det vil kunne gi tidskristiske sanntids systemer problemer.

Anta det finnes fem slaver i et Profibus-nett, og avstand mellom master og hver av slavene er 200 km. Forplantingsforsinkelsen frem og tilbake blir  $(2 \cdot 200 \cdot 10^3 \text{ m}) / (2 \cdot 10^8 \text{ m/s}) = 2 \text{ ms}$ . Dersom master skal sende forespørsel til en og en node vil det ta 10 ms før den har innhentet data fra alle slavene. I tillegg kommer tiden det tar å sende ut en pakke og forsinkelse i nodene. På grunn av master må ha kvittering for hver pakke, vil det i dette eksemplet gå minimum 2 ms å sendes en pakke uansett hvor liten den er. En datapakke i Profibus kan inneholde opptil 256 byte data [Profibus International, 2001]. Ut fra dette eksemplet ser en det vil kunne bli en del forsinkelse. Dersom det i tillegg er snakk om høy datarate vil et slikt nett kunne bli lite effektivt. Et eksempel på linkutnyttelse vil bli vist i kapittel 2.2.



## 2.1.6 ATM (asynchronous transfer mode)

ATM er en celle-svitsjet basert teknologi som er forbindelsesorientert [Peterson & Davie, 2000]. Celle er en liten datapakke (53 bytes) med fast størrelse.

Når en forbindelse basert på ATM settes opp, allokerer ATM-signaleringsprotokollen samtidig de ressursene i nettet som forbindelsen har behov for. ATM kan tilby brukeren av forbindelsen en garantert kvalitet (eng. Quality of Service, QoS) på oppkoblingen, som for eksempel minimum datarate. QoS er ATM's store styrke sammenlignet med for eksempel standard Ethernet.

### Cellestørrelse

Pakkesvitsjet teknologi bruker vanligvis variabel pakkestørrelse. Det kan være en fordel hvis det for eksempel skal sendes en kvittering på 1 byte for en mottatt pakke. Å kunne variere pakkestørrelsen vil ha en positiv effekt for båndbredde utnyttelsen. Årsaken er at det begrenser bruken av bit-stuffing i datapakker når små datamengder skal overføres.

Grunnen til ATM har valgt å bruke fast cellestørrelse er for lettere å kunne implementere hardkodet-svitsjer. Det er to hovedgrunner for at fast cellestørrelse gjør det lettere å bygge hurtige og høyskalerbare svitjser [Peterson & Davie, 2000]:

1. Det er mindre komplisert å bygge "hardware" som gjør enkle jobber, og prosessering av pakker blir enklere når cellestørrelsen er kjent på forhånd.
2. Hvis alle pakkene er av samme lengde kan en ha flere svitjseelementer som gjør samme jobb i parallell. Svitsjseelementene vil bruke like lang tid på prosesseringen.

En annen god egenskap med celler, er når de skal bufferes opp i køer. En kø kan for eksempel være utbuffer på en svitsj. Dersom en ønsker god kontroll med forsinkelse har celler en fordel, en vet hvor lang tid det tar å sende den. ATM har god kontroll med jitter (variasjon i forsinkelse), og det finnes applikasjoner som krever nettopp det. Kommer det inn en høy prioritetscelle til svitsjen, trenger den kun å vente maksimalt tiden det tar å sende en celle (53 bytes) før den blir sendt ut av svitsjen (forutsatt at det ikke er andre høy prioritetsceller i kø). Sammenligner en ATM med et pakkesvitsjet nett der pakkelengden kan for eksempel være opp mot 4 kB, vil en høy prioritetspakke måtte vente atskillig lenger før den blir sendt. Pakkelengden vil kunne variere og det kan føre til jitter.

## Celle formatet til ATM

4 bit	8 bit	16 bit	3 bit	1 bit	8 bit	384 bit
GFC	VPI	VCI	Type	CLP	HEC(CRC-8)	Data

**Figur 2.12** Celle format til ATM, UNI-grensesnitt

ATM-celle formatet har to formater, ett for bruker-nett grensesnittet (UNI) og ett for nett-nett grensesnittet (NNI). Forskjellen er NNI har 4 ekstra bit i VPI feltet i stede for GFC bit. UNI blir typisk brukt mellom telefonselskap og abonnent, mens NNI blir brukt mellom telefonselskaper. Figur 2.12 viser celle formatet for UNI-grensesnitt.

De fire første bitene i cellen er GFC (“generic flow control”). Dette feltet gir mulighet å kontrollere trafikkflyten ved forskjellige QoS.

VPI- (“Virtual path identifier”) og VCI-bitene (“virtual channel identifier”) er for ruting, og vil bli omhandlet senere.

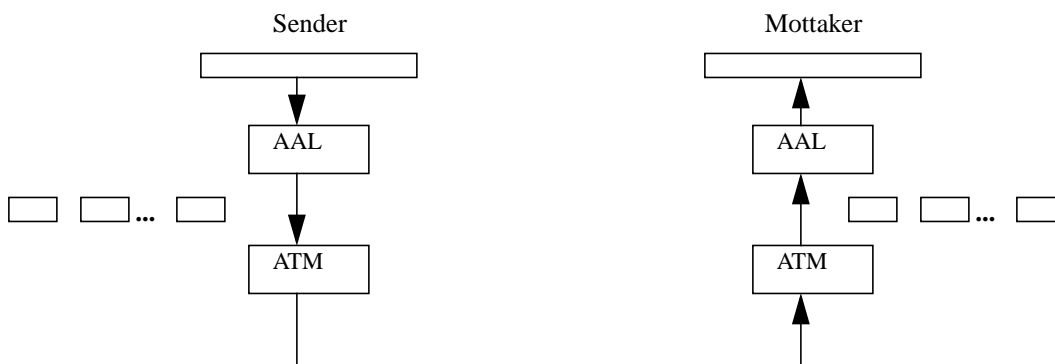
Type-bitene angir hvilken type informasjon cellen inneholder. Informasjonstype kan for eksempel være brukerdatainformasjon eller administratorinformasjon for nettet.

CLP-bitene (“cell loss priority”) indikerer om en celle kan forkastes hvis det oppstår opphopning av celler i nettet.

HEC-bitene (“header error check”) er bitfeilsjekk for hodeinformasjonen i cellen. Det blir fortatt en 8-bit syklisk redundanssjekk (CRC-8, eng. cyclic Redundancy check) av hodet. I tillegg til å detektere feil, kan også feilretting skje i noen tilfeller. Feilretting er mulig hvis det kun er en enkel bitfeil.

## **Deling (eng. segmentation) og sammensetting (eng. reassembling) av pakker**

Som beskrevet tidligere sendes det kun celler à 53 bytes over et ATM-nett, men ATM støtter også høyere lags protokoller som har pakkestørrelse over 53 bytes. For å håndtere disse pakkene har ATM et protokoll-lag mellom ATM-laget og høyere lags protokoller som for eksempel IP (Internett Protokoll). Dette laget kalles ATM-adapsjonslag (AAL), og har som oppgave å dele/sette sammen pakker som kan ha variabel størrelse. AAL deler en pakke i flere ATM-celler og setter cellene sammen til en pakke hos mottaker. Figur 2.13 illustrerer hvordan deling/sammensetting foregår i ATM.



**Figur 2.13 Deling/sammensetting av pakker i ATM**

ATM er utviklet for å støtte flere typer trafikk som tale, video og filoverføring. De ulike trafikk typene har behov for forskjellige QoS, og derfor er det standardisert fire typer AAL-lag, AAL1, AAL2, AAL3/4 og AAL5. AAL3/4 og AAL5 er ment for datakommunikasjon [William Stallings, 1998,] og vil bli beskrevet mer i detalj litt senere. ITU-T (ITU Telecommunication Standardization Sector) har standardisert fire tjenesteklasser, A, B, C og D som tilbyr forskjellige typer QoS.

Klasse A krever konstant bitrate og krever timingrelasjon mellom sender og mottaker. Overføringen er forbindelsesorientert. Eksempel på applikasjon for klasse A er kretssimulering.

Klasse B har variabel bitrate, og krever timingrelasjon mellom sender og mottaker. Overføringen er forbindelsesorientert. Eksempel på applikasjon er videokonferanse. Bitraten kan variere avhengig av hvor mye bevegelse kameraet registrerer.

Klasse C og D har begge variabel bitrate, og krever ingen timingrelasjon mellom sender og mottaker. Klasse C er forbindelsesorientert og klasse D er forbindelsesløs. Typisk applikasjon her er filoverføring.

AAL-laget er delt i to underlag, konvergensunderlag (CS) og deling-/sammensettingsunderlag (SAR). CS-laget er grensesnittet mot applikasjoner som ønsker å sende data over ATM. SAR-laget mottar data fra CS-laget og pakker informasjon i ATM-celler. Den høyere lags pakken er nå segmentert i ATM-celler og kan sendes over et ATM-nett. På mottakersiden pakkes cellen ut og settes sammen til riktig pakkeformat før den sendes opp til CS-laget.

### **AAL3/4**

En pakke som kommer inn på CS-laget blir definert som protokolldataenhet (eng. protocol data unit, PDU). Når CS-laget legger til hode/haleinformasjon defineres pakken som CS-PDU. CS-laget sender CS-PDU til SAR-laget, som segmenterer CS-PDU slik at den passer inn i en ATM-celle. Figur 2.14 viser pakkeformatet til AAL3/4.

8 bit	8 bit	16 bit	< 64 kB	0-24 bit	8 bit	8 bit	16 bit
CPI	Btag	BASize	Bruker data	Pad	0	Etag	Len

**Figur 2.14 Pakkeformatet til AAL3/4**

De første 8-bitene, CPI (“common part indicator”) viser versjonstype av CS-PDU. De neste 8-bitene er Btag (eng. beginning tag), startmerke, som skal matche Etag (eng. end tag), sluttmerke. Disse to feltene hindrer to pakker, PDU, å bli mikset sammen når de skal settes sammen. BASize (eng. buffer allocation size) bitene angir hvor mye bufferplass som må allokeres ved sammensetting av en pakke. De siste 16-bitene, LEN, angir lengden på PDU. I tillegg til å ha hode- og haleinformasjon i CS-PDU, legges hode- og haleinformasjon i cellen også. Figur 2.15 viser hvordan en ATM-celle AAL3/4 er bygget opp.

40 bit	2 bit	4 bit	10 bit	352 bit	6 bit	10 bit
ATM-hode	Type	SEQ	MID	Data	Lengde	CRC-10

**Figur 2.15 ATM celleformat for AAL3/4**

Type-feltet angir om cellen er den første, siste, en som er midt i eller om det er en enkel celle av CS-PDU. Et fire bits sekvensnummer (SEQ) sjekker om det er celletap. Feltet multipleksing Identifier (MID) gjør det mulig å ha multipleksing i ATM. Lengde-feltet angir antall bytes med nyttelast som cellen inneholder. CRC-10 feltet er for feildeteksjon av hele nyttelasten til cellen (48 bytes).

Tjeneste klasse C benytter seg typisk av AAL 3/4 [Stallings, 1998]

## AAL5

AAL3/4 har en del hode- og haleinformasjon som reduserer utnyttelsen av båndbredden. Av den grunn ble AAL5-laget definert. ATM med AAL5 bruker ikke noe av ATM-cellens nyttelast til hode-/haleinformasjon. For å kunne detektere siste celle til en CS-PDU brukes ett bit av TYPE-feltet i ATM hode. Når bitet er satt, indikerer det siste celle av en CS-PDU. Figur 2.16 viser ATM AAL5 pakkeformatet. Figuren viser at det kan være opptil 47 bytes med bit-stuffing for å forsikre seg at haleinformasjon alltid kommer i slutten av en ATM-celle. Lengde-feltet, LEN, er antall bytes PDU'en inneholder. Tilslutt er det en CRC-32 feilsjekk. Selv om det er mindre hode/haleinformasjon i AAL5 sammenlignet med AAL3/4, har AAL5 nesten den samme funksjonalitet. CRC-32 sjekken detekterer celletap og bitfeil i datainnholdet. En funksjonalitet som er borte i AAL5 er celle-multipleksing. Men multipleksingen kan gjøres av høyere lags protokoller.

Tjenesteklasse C og D benytter seg typisk av AAL5 laget [Stallings, 1998].

< 64 kB	0-47 bytes	16 bit	16 bit	32 bit
Data	Pad	Reservert	Len	CRC-32

**Figur 2.16 ATM AAL5 pakkeformat**

## Virtuell-sti

ATM-hode inneholder to felt kalt; Virtual Path identifier (VPI) og Virtual Circuit identifier (VCI). Disse feltene er for å rute pakkene fram til mottaker gjennom nettet. For lettere å illustrere funksjonaliteten til VPI og VCI følger et eksempel på hvordan disse to feltene brukes. Anta to lokalnett som ønsker å kommunisere med hverandre over et offentlig nett. I det offentlige nettet er det svitsjer som sender cellene videre til riktig destinasjon. Når kommunikasjon opprettes mellom lokalnettene, settes det opp en virtuell sti som går gjennom det offentlige nettet. Når cellene kommer inn på det offentlig nettet må svitsjene vite hvor de skal sende cellen videre. Det avgjør svitsjen ved å se på VPI-feltet til cellen. VPI-feltet er adressen til den virtuelle stien som cellen skal følge. Når cellen kommer inn på lokalnettet brukes VCI-feltet av intern svitsjene for å avgjøre hvilken virtuell krets cellen skal sendes til. En virtuell krets kan være forbindelse mellom to endestasjoner som kommuniserer med hverandre.

ATM har ikke definert noe eget fysisk lag, men ofte er SONET/SDH brukt til å overføre ATM-celler.

### 2.1.7 SONET/SDH

SONET (Synchronous Optical Network, Nord Amerika)/SDH (Synchronous Digital Hierarchy, Europa/Japan) er den nåværende standard som ofte brukes til å overføre høy hastighets signaler. SONET og SDH er nesten to identiske standarder, forskjellen er multiplekshierakiet til SDH som et subsett av SONET. Da SONET er synkrontransmisjonssystem, er lett å ta ut en lavere datastrøm som er multiplekset i en høyere datastrøm [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Et synkronsystem krever klokkeinformasjon, og SONET benytter en referanseklokke som blir distribuert til nodeklokker.

Basis signalet eller den laveste dataraten, STS-1 (synchronous transport signal-level 1) i SONET er 51.85 Mb/s [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Høyere datarate er multipler av STS-1, kalt STS-N. Et STS-N signal er generert av N-byte innfelte STS-1 signaler. STS-N

er definert som elektriske grensesnitt, det finnes også et optisk grensesnitt som er definert, OC-N. Tabell 2.2 viser de definerte dataratene som er fra standarden til SONET/SDH.

**TABELL 2.2 Standard datarater for SONET/SDH[Ramaswami & Sivarajan, 1998]**

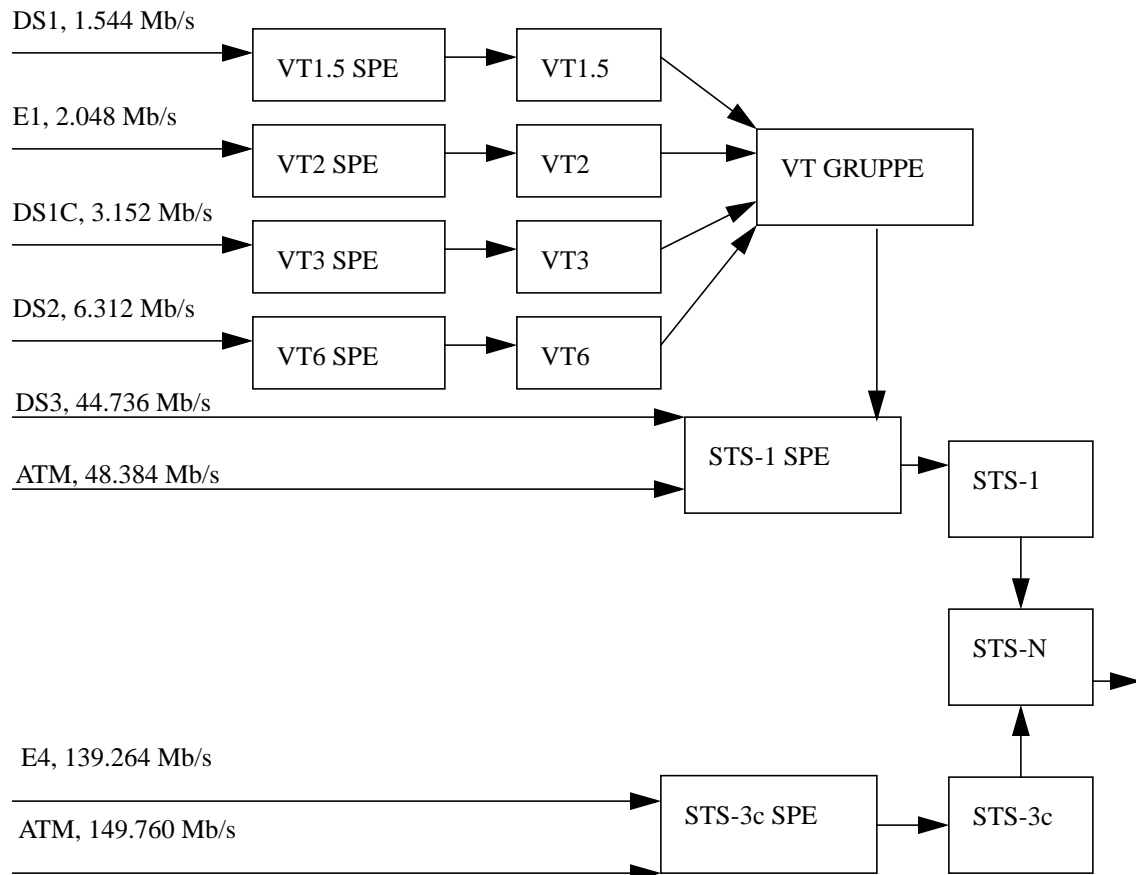
SONET SIGNAL	SDH SIGNAL	Bit rate
STS-1		51.84 Mb/s
STS-3	STM-1	155.52 Mb/s
STS-12	STM-4	622.08 Mb/s
STS-24		1244.16 Mb/s
STS-48	STM-16	2488.32 Mb/s
STS-192	STM-64	9953.28 Mb/s

Lavere hastighetssignaler som ikke er synkron vises i tabell 2.3. Disse lavere hastighets-signalerne kan sendes over SONET ved å bli mappet inn i en ramme kalt synkron nyttelas-tpakke (eng. synchronous payload envelope (SPE), eller synchronous container i SDH).

**TABELL 2.3 Lavere standard datarater som kan sendes over SONET/SDH [Ramaswami & Sivarajan ,1998]**

Nivå	USA (D)	Europa (E)
D0/E0	0.064 Mb/s	0.064 Mb/s
D1/E1	1.544 Mb/s	2.048 Mb/s
D2/E2	6.312 Mb/s	8.448 Mb/s
D3/E3	44.736 Mb/s	34.368 Mb/s
D4/E4	139.264 Mb/s	139.264 Mb/s

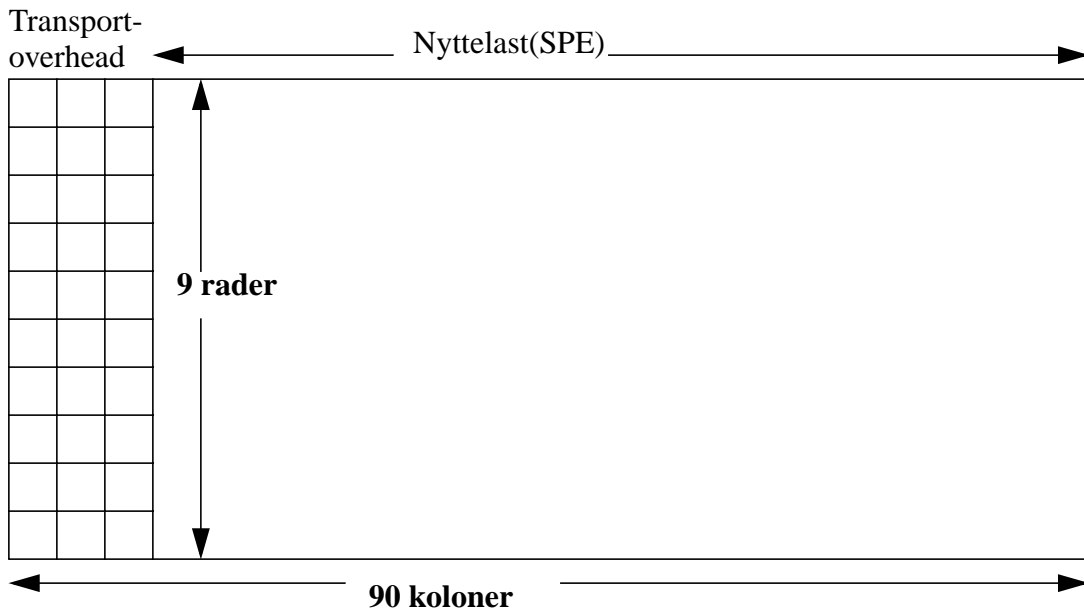
I tillegg til datainformasjon som blir mappet inn, blir det lagt inn sti-informasjon (eng. path overhead). Det gir mulighet til å overvåke datainformasjonen ende til ende. Eksempel på type overvåking er måling av bitfeilraten i overføringen. SPE og sti-informasjon danner en ramme som er definert som “virtual tributary” (VT), og utgjør nyttelasten til STS-1. VT er definert til å kunne bære fire forskjellige nyttelaster [Ramaswami & Sivarajan, 1998]: VT1.5 (1.5 Mb/s), VT2 (2 Mb/s), VT3 (3 Mb/s) og VT6 (6 Mb/s). Flere slike VT’er kan danne en VT-gruppe (se figur 2.17), og sju VT-grupper blir byte-innfelt for å danne en basis SONET SPE. En VT-gruppe kan bestå av fire VT1.5, tre VT2, to VT3 eller en VT6. Figur 2.17 viser hvordan N STS-1 signaler kan danne et STS-N signal. En ser også i figur 2.17 hvordan et ATM-signal blir mappet inn i en STS-x ramme. Ved å byte-innfelle kan de lavere hastighetsignalene lett bli plukket ut, uten å demultiplekse hele datastrømmen.



**Figur 2.17 Mapping av forskjellige datarater til SONET/SDH format**

## SONET rammeformat

Figur 2.18 viser rammeformatet til STS-1, den består av 90 koloner og 9 rader. Rammen er to delt, transportinformasjon og SPE. Transportinformasjon deles i to grupper, seksjonsinformasjon og linjeinformasjon. Seksjonsinformasjon er for STS-1 signaler mellom nabo-nett elementer, for eksempel regeneratorer. Linjeinformasjon er for STS-n signaler mellom STS-n multipleksere. I SPE gir sti-informasjon mulighet å monitorerer data ende-til ende. Seksjonsinformasjon har som oppgave å monitorere ytelse av STS-n signalet, være datakanal for administrasjon av nettet, og innramming av signaler. Linjeinformasjon gir mulighet til å måle ytelsen til hver STS-1 signal, samt at den inneholder peker til starten av SPE i rammen. Sti-informasjonen måler ytelsen av VT, og den inneholder informasjon om stistatus og pekere til mindre VT'er.



Figur 2.18 Rammeformatet til STS-1

## 2.2 Linkutnyttelse

For å illustrere hvordan linkutnyttelsen endrer seg når avstanden mellom to noder øker vises to eksempler. Det er tatt utgangspunkt i en kommunikasjonsprotokoll som baserer seg på polling.

Gjennomstrømning er den effektive båndbredden på linken, og er definert slik:

Gjennomstrømning = Pakkestørrelse/tiden det tar å overføre pakken

Tiden det tar å overføre en pakke er summen av forplantningsforsinkelsen, forsinkelse i nodene og tiden det tar å sende en datapakke med bitrate  $r$ .

Forplantningsforsinkelse er tiden det tar fra første bit blir sendt ut på linken til det blir mottatt av mottaker. Forsinkelsen frem og tilbake kalles rundeforsinkelse (eng. round trip time, RTT).

$T$ , totaltiden =  $RTT + \text{pakkestørrelse/dataraten}$ .

Forsinkelsen i nodene er sett bort fra i disse to eksemplene.

Kvittering for mottatt pakke settes til et bit, og derfor kan tiden det tar å klokke denne ut på nettet sees bort fra i dette regne eksemplet. Men forplantningstiden for dette bitet taes med.

For å finne linkutnyttelsen divideres gjennomstrømningen med dataraten på overføringen.



#### Eksempel 1:

B = Bitraten: 10 Mb/s

L = Lengde på linken: 2 km

C = Lysets hastighet i fiber  $2 \cdot 10^8$  m/s

S = Pakkestørrelse: 255 bit

$$RTT = 2 \cdot (L / C) = 2 \cdot (2 \text{ km} / 2 \cdot 10^8 \text{ m/s}) = 20 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$T = RTT + S / B = 20 \cdot 10^{-6} \text{ s} + 255 \text{ bit} / 10 \cdot 10^6 \text{ b/s} = 45 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$\text{Gjennomstrømning} = S / T = 255 \text{ bit} / 45 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 5.6 \cdot 10^6 \text{ b/s}$$

$$\text{Linkutnyttelse} = (\text{Gjennomstrømning} / B) \cdot 100\% = (5.6 \cdot 10^6 / 10 \cdot 10^6) \text{ b/s} \cdot 100\% = 56\%$$

#### Eksempel 2:

Bitraten: 10 Mb/s

Lengde på linken: 200 km

Lysets hastighet i fiber  $2 \cdot 10^8$  m/s

Pakkestørrelse: 255 bit

$$RTT = 2 \cdot (L / C) = 2 \cdot (200 \text{ km} / 2 \cdot 10^8 \text{ m/s}) = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$T = RTT + S / B = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s} + 255 \text{ bit} / 10 \cdot 10^6 \text{ b/s} = 2.03 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$\text{Gjennomstrømning} = S / T = 255 \text{ bit} / 2.03 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 125 \cdot 10^3 \text{ b/s}$$

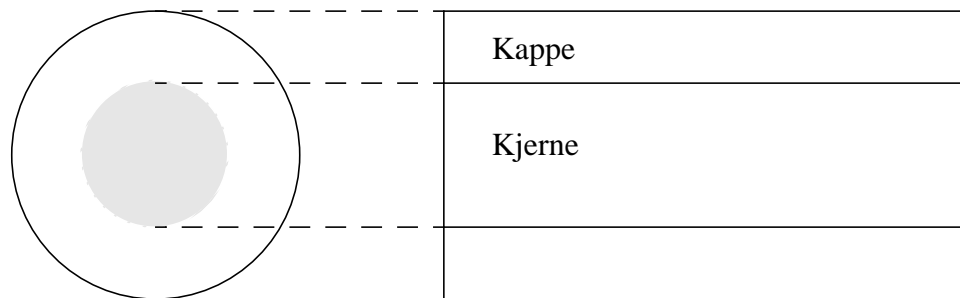
$$\text{Linkutnyttelse} = (\text{Gjennomstrømning} / B) \cdot 100\% = (125 \cdot 10^3 / 10 \cdot 10^6) \text{ b/s} \cdot 100\% = 1.25\%$$

Disse beregningene viser at linkutnyttelsen går ned i det eksempelet der avstanden har økt til 200 km. Det er som følge av relativ høydata rate, små datapakker og lang linklengde. For å øke linkutnyttelsen kan en øke pakkestørrelsen, eller velge en protokoll som gir adgang å sende flere pakker selv om det ikke er mottatt kvittering fra første pakke (ikke pollingbasert).

Eksempelene illustrerer de dårlige egenskapene til pollingbaserte kommunikasjonsprotokoller når lengden på linken blir lang. Ringnett kan sende flere pakker så lenge den har billetten, men den har ikke aksess rett til nettet når andre noder har billetten. Det kan gi store forsinkelser dersom det er mange noder i et stort ringnett. Svitsjet Ethernet/Gigabit Ethernet og ATM med SONET/SDH gir tilgang til mediet kontinuerlig, og gjør det mulig å sende pakker/celler uten å måtte vente på kvittering før neste pakke/celle kan sendes. Det gjør at de to sist nevnte kommunikasjonsprotokollene introduserer lite ekstra forsinkelse utover forplantningsforsinkelsen.

## 2.3 Fiberoptikk

Fiberkabel er en bølgeleder for lys. Den er bygd opp av en kjerne og en kappe som er laget av glass eller plastikk, se fig 2.19. Kjernen og kappen har forskjellige brytningsindeks, og gjør at lyset kan forplante seg langs fiberkabelen. Brytningsindeks er definert som forholdet mellom lysets hastighet i vakuum og lysets hastighet i materialet som brukes [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Kjernen har større brytningsindeks enn kappen, og lyset vil derfor bli avbøyd eller reflektert når det går fra kjernen til kappen. Når lyset blir reflektert tilbake til kjernen er det totalrefleksjon, lyset vil da forplante seg langs fiberkabelen. Om lyset blir avbøyd eller om det blir reflektert er avhengig av innfallsvinkelen i fiberen.



**Figur 2.19 Oppbygging av fiberoptisk kabel**

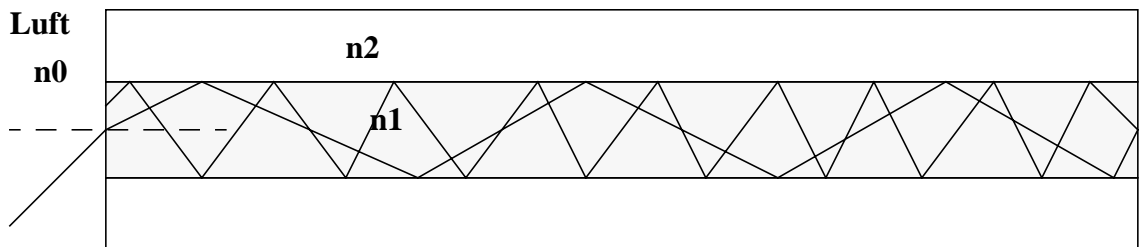
For å kommunisere optisk må det være en lyskilde og en lysmottaker. Lyskilden kan være LED (light emitted diode) eller Laser (light amplification by stimulated emission of radiation). Hva som benyttes er avhengig av bruksområde. Er dataraten lav og distansen lyset skal forplante seg er kort, brukes gjerne LED som er billigere enn laser. Ved høye datarater og lange distanser er laser det best alternativet til formålet. Det er fordi Laser har et mer smal båndet frekvensspekter enn LED, og vil derfor gi mindre dispersjon. Lengre ned blir dispersjon forklart nærmere. Funksjonsmessig mottar lyskilden et elektrisk signal, omformer det til et lyssignal, og sender det ut på en fiberkabel. Lysmottakeren som blant annet består av en fotodiode, mottar utsendt lyssignal og omformer det til et elektrisk signal.

### Forplantning av signal i fiberkabel

Fiberkabel er et medium som har bedre kommunikasjonsegenskaper sammenlignet med en del andre medier, som for eksempel kobberkabel. Fiberkabel har lav dempingsfaktor og stor båndbredde kapasitet. Derfor kan det sendes et optisk signal med høy datarate over lange avstander før en trenger å forsterke eller regenerere signalet. En begrensingsfaktor er pulsförvrengning. Når en smal signalpuls forplanter seg i fiberkabel smøres pulsen ut (i tid), og kan føre til høyere bitfeilsannsynlighet i mottaker.

## Multimodusfiber

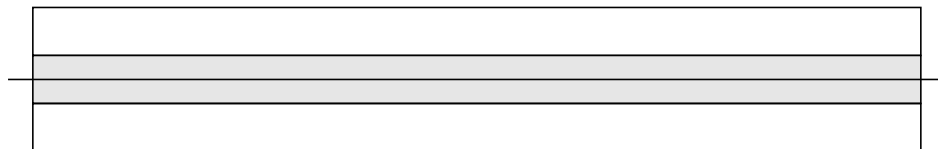
Multimodusfiber er en fiberkabel der kjernen har større radius enn bølgelengden på lyset. I en slik type fiber kan lyset forplante seg flere veier (modi) gjennom fiberen, se figur 2.20. Hvilken vei signalet forplanter seg i fiberen er avhengig av innfallsvinkelen inn på fiberen. Dersom en smal puls (i tid) blir sendt inn på en multimodusfiber, vil en kunne måle tids-spredning av pulsen i den andre enden av fiberkabelen. Tidsspredningen kalles modal pulsforvrengning, og er forskjellen mellom den hurtigste og seneste vei/sti i fiberen. Modal pulsforvrengning kan elimineres ved å bruke singelmodus fiber.



Figur 2.20 Forplantning av lys i multimodusfiber

## Singelmodusfiber

I singelmodusfiber er det kun en modus, og modal pulsforvrengning er eliminert da lyset kun har en modus å følge. Kjernen i singelmodusfiber har mindre radius enn bølgelengden på det optiske signalet, og signalet vil forplante seg i en rett linje langs fiberkabelen, se figur 2.21. I alle media med konstant brytningsindeks (for eksempel luft og fiber) vil en smal lysstråle spre (blir bredere) seg når den forplanter seg langs mediet, det kalles diffraksjon. For å forbygge diffraksjon brukes innhomogent medium. I innhomogent medium er brytningsindeksen høyere i senteret enn ytterste del av mediet. Lyset vil forplante seg hurtigere i ytterste delen av strålen enn i selve strålesenteret, og diffraksjons problemet er dermed løst. Ved å bruke fiberkabel med innhomogen egenskap kan lysstrålen forplante seg langs mediet over lange avstander med lavt tap. I singelmodusfiber kan pulsforvrengning forekomme, og kalles dispersjon. En puls kan bestå av flere frekvenskomponenter, og disse har ulike forplantningshastigheter i fiberkabelen. Når frekvenskomponentene i et signal ikke når mottaker samtidig, vil pulsen bli smurt ut i tid. Mer utfyllende beregninger på dispersjon vil bli vist senere.



Figur 2.21 Forplantning av lys i singelmodusfiber

## Tap i fiberen

Dempingstapet i fiberkabel er relativt lav sammenlignet med kobberkabel, typisk 0.2- 0.3 dB/km [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Tapet er avhengig av fibertype og bølgelengde på det optiske signalet. La  $P_{ut}$  være effekten som mottas i enden av fiberen,  $P_{inn}$  er effekten som sendes inn på fiberen, og  $L$  er lengden i meter på fiberkabelen. Med disse parametrene kan effektnivå ut av fiberkabel beregnes ved hjelp av uttrykket [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$P_{ut} = P_{inn} \cdot e^{(-\alpha L)}$$

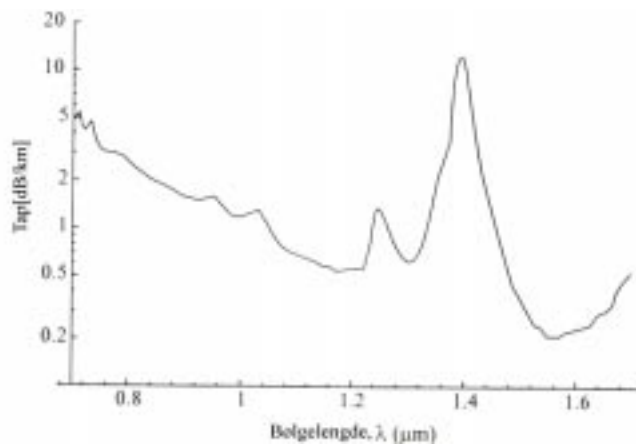
Der  $\alpha$  er fiberens dempingsfaktor,  $[\alpha] = \text{km}^{-1}$

Det er vanlig å uttrykke dempingsfaktor i enheter målt i dB/km,

$$(10 \text{ dB}) \cdot \lg(P_{ut}/P_{inn}) = a \cdot L,$$

der  $a$  er dempingsfaktor,  $[a]=\text{dB/km}$ .

Dempingstapet i fiberkabelen kommer av materialabsorpsjon og rayleighspredning. Materialabsorpsjon er forårsaket av silisiumoksid og urenheter i selve fiberen [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. I dagens fiberkabler kan en se bort fra materialabsorpsjon da den er liten i forhold til rayleighspredning. Årsaken til rayleighspredning er variasjon i tettheten til mediet (på mikroskopisk nivå). Rayleighspredning er minst rundt 1550 nm, derfor brukes denne bølgelengde i kommunikasjon som skal gå over lange avstander. Figur 2.22 viser demping i fiberkabel som funksjon av bølgelengden.



Figur 2.22 Demping i fiberkabel som funksjon av signalets bølgelengde

## Fordeler med fiberkabel sammenlignet med kobberkabel

Det er mange fordeler med fiberkabel sammenlignet med kobberkabel, her er noen:

1. Kan overføre mer informasjon og på en mer pålitelig måte.
2. Fiberkabel kan overføre høyere datarater over lengre avstander.
3. Blir ikke påvirket av noen form for støy, og den leder ikke elektrisitet.
4. Fiberkabelen er laget av glass, og vil av den grunn ikke korrodere i motsetning til kobberkabel.
5. Da det kun er lys som sendes gjennom fiberen vil det aldri bli generert noen form for gnist. Det gjør det attraktivt å bruke fiberkabel i eksplosive områder.
6. Fiberkabel er sikker mot tapping av signalet, og gjør fiberkabel til et ideelt overføringsmedium i sikker kommunikasjon.

## 2.4 Fiberoptiske komponenter

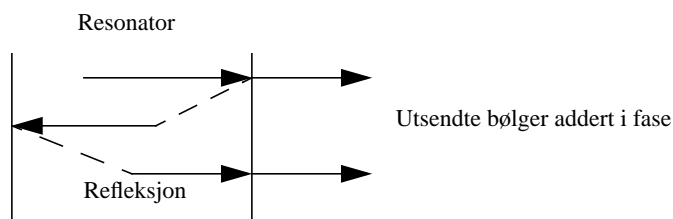
### 2.4.1 Laser

Laser (**l**ight **a**mplification by **s**timulated **e**mission of **r**adiation) er den lyskilden som ofte benyttes i optisk kommunikasjon over lange avstander. En laser består av en optisk forsterker innelukket i et refleksjonskammer. Optisk forsterker i et refleksjonskammer vil kunne føre til oscillasjon i optisk forsterker, og som følge av det vil lys med samme fase, retning og polarisasjon sendes ut fra Laseren [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Hovedsaklig finnes det to typer lasere, halvlederlaser og fiberlaser. Halvlederlaser benytter halvledermaterialer som forsterkningsmedium og fiberlaser har Erbiumdopet fiber som forsterkningsmedium. Utgangseffekt på slike lasere kan ligge mellom 0-10 dBm [Ramaswami & Sivarajan, 1998].

### Prinsippet for laser

Anta et av forsterkningsmediene som er nevnt over plasseres i et refleksjonskammer, se figur 2.23. I hver ende av kammeret som kalles Fabry Perot resonator, blir endel av den utstrålte optiske effekten reflektert, resten av effekten går ut av resonatoren. Effekt som slipper ut er kun bølgelengder som er resonante av resonatoren. Den reflekterte effekten reflekteres igjen på venstre siden av resonatoren. Endel av lyset som nå er gått frem og tilbake er nå blitt resonante bølger av resonatoren, og vil slippe gjennom veggen på høyre siden. Alle lysbølger som slipper gjennom veggen blir addert, og når disse har samme fase vil amplituden til denne bølgelengden øke sammenlignet med andre bølgelengder. Som følge av høy forsterking og høy refleksjon i resonatoren vil forsterkeren begynne å oscillere, og lys vil sendes ut av laseren. Det skjer som følge av spontanemisjon, (som er tilstede ved alle bølgelengder i forsterkerens båndbredde) slik at dette forsterket opp, og vises som lys på utgangen. Da forsterkningsprosessen er en stimulert emisjon er lyset på

laseren koherent, det vil si samme fase, retning og polarisasjon [Ramaswami & Sivarajan, 1998].



**Figur 2.23 Refleksjon og utsendelse av bølger i et Fabry Perot resonator**

## 2.4.2 Fotodetektor

Fotodetektor omformer optisk signal til elektrisk signal. Prinsippet for en fotodetektor er vist i figur 2.24. En fotodetektor er laget av halvledermateriale, og fotoner som kommer inn på halvledermaterialet blir absorbert av elektroner i valensbåndet. Som følge av krav fra elektronet om høyere energinivå etter absorpsjon, vil elektronet gå opp i ledningsbåndet, se figur 2.24. I valensbåndet blir det nå et hull etter elektronet. Påføres halvlederen elektrisk spenning vil det begynne å gå en elektrisk strøm som følge av elektron-hull paret. Denne strømmen kalles fotostrøm.

Kvantum mekanikk prinsippet sier at hvert elektron bare kan absorbere ett foton når det går fra valens- til ledningsbånd. Energien i fotonet må derfor minst være like stort som energien i båndgapet for at fotostrøm skal genereres. Det gir følgende ulikhet:

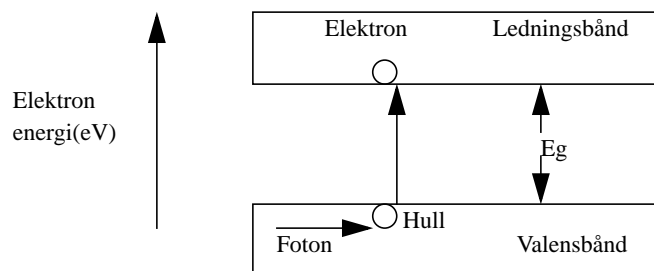
$$hf_c = \frac{hc}{\lambda} > E_g$$

Der  $h$  er Plancks konstant  $= 6.63 \cdot 10^{-34}$  J/Hz,  $f_c$  er frekvensen,  $E_g$  er båndgapet,  $c$  er lysets hastighet,  $\lambda$  er bølgelengden.

Største verdien  $\lambda$  kan ha for at ulikheten skal oppfylles kalles grensebølgelengden. Denne bølgelengden er avhengig av materiale halvlederen består av.

Fotodetektoren karakteriseres ved parameteren responsivitet,  $R$ , som er et uttrykk for hvor mye strøm,  $I_p$ , som genereres når optisk effekt til detektoren er  $P_{inn}$ .

$$R = \frac{I_p}{P_{inn}}$$

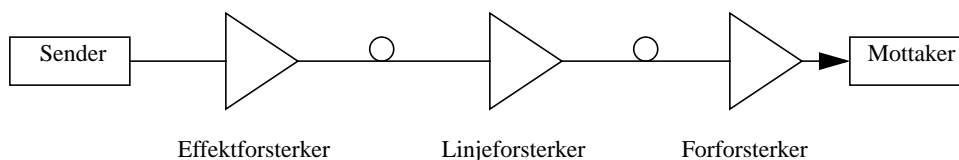


**Figur 2.24** Prinsippet for fotodetektor når en bruker halvleder. Elektron absorberer fotoner og går til et høyere energinivå, "ledningsbånd". Elektron-hull paret gir opphav til fotonstrøm som genereres når spenning tilføres halvledermaterialet.

### 2.4.3 Optisk forsterker

Optiske forsterkere er en essensiell komponent i et transmisjonssystem. Det er fordi den kan være med å øke avstand mellom sender og mottaker. Den mest brukte optiske forsterker er Erbiumdopet fiberforsterker (EDFA). Den har en båndbredde på 35 nm i bølglengdeområdet 1550 nm [Ramaswami & Sivarajan, 1998]

Forsterkere blir benyttet som forforsterker, linjeforsterker og effektforsterker. Forforsterker er koblet rett før mottakeren og øker følsomheten til mottakeren. Linjeforsterker benyttes i midten av en link, og har som oppgave å kompensere for dempingstap i fiberkabelen. Effektforsterker øker utgangseffekten til signalet som sendes ut på fiberlinken. Figur 2.25 viser hvordan forsterkere kan kobles i et transmisjonssystem. Optiske forsterkere har noen ulemper som må tas hensyn til ved design av et transmisjonssystem. Det ene er støy som oppstår ved bruk av forsterker, beregninger for det vises lengre ned. Den andre ulempen er at forsterkningen er avhengig av total inngangseffekt. Blir inngangssignalet for høyt, kan forsterkeren gå i metning. Som et resultat av det kan forsterkningen minke, og i tillegg vil det kunne gi uønskede effekttransienter i nettet [Ramaswami & Sivarajan, 1998].



**Figur 2.25** Transmisjonssystem med effekt-, linje- og forforsterker

## 2.5 Mottak av optisk signal

Det modulerte optiske signalet som sendes inn på fiberkabelen påvirkes på flere måter fram til mottaker. Signalet blir dempet samtidig som pulsene kan smøres ut i tid (dispersjon). Støy virker også inn på signalet når det mottas. Optisk forsterker vil for eksempel være en støykilde [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Mottaker krever en viss kvalitet på signalet for å kunne detektere et digitalt signal med en gitt feilsannsynlighet. Det må derfor tas hensyn til både støy, dispersjon og demping når transmisjonssystem skal designes.

### 2.5.1 Ideell optisk mottaker

Ideelt vil en optisk mottaker kunne avgjøre 100% sikkert om det er 0 eller 1 som er mottatt. Det avgjøres ved å se om det er lys (1) eller ikke lys (0). I praksis er det ikke slik, det har sammenheng med måten fotonene forplanter seg på. Et lyssignal med effekt  $P$  kan sees på som en strøm av fotoner som mottas med en midlere rate på  $P/hf_c$ . Der  $h$  er Planck's konstant ( $6.63 \cdot 10^{-34}$  J/Hz), og  $f_c$  er frekvensen til lyssignalet. En ideell mottaker vil ikke detektere feil når null blir sendt. Men når en blir sendt kan den bli detektert som en nuller hvis det ikke kommer fotoner til mottaker inne ett gitt bitintervall. Fotonstrømmen kan ha en Poisson fordeling [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Midlere antall fotoner per bit innenfor et bitintervall  $1/B$ , der  $B$  er bitraten er:

$$\bar{n} = \frac{P}{hf_c B}$$

Sannsynligheten for å motta  $n$  fotoner innen et gitt bit intervall  $1/B$  er: [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$P(n) = e^{-\bar{n}} \cdot \frac{\bar{n}^n}{n!}$$

Sannsynligheten for ikke motta fotoner,  $n=0$ , er:

$$P(0) = e^{-\bar{n}}$$



Forutsatt at sannsynligheten for å sende null er like stor som å sende en, er bitfeil sannsynligheten, BER (Bit error ratio):

$$BER = \frac{1}{2}e^{-\bar{n}}$$

Med en gitt BER og B kan minimum optisk effektnivå til mottaker beregnes ved å bruke uttrykkene over. I en praktisk mottaker vil ikke uttrykket for BER over være representativ. Det er fordi støy fra flere kilder vil påvirke bitfeilsannsynligheten til informasjonssignalet som mottas.

## 2.5.2 Støy i optisk mottaker

### 2.5.2.1 Direktedeteksjonsmottaker

Et optisk signal som kommer inn på en fotodiode blir omformet til et elektrisk signal. I tillegg til det elektriske signalet vil tre støykomponenter, termisk støy, haglstøy og spontanemisjonsstøy (hvis det brukes optisk forforsterker) også være tilstede. Disse støykomponentene er med på å bestemme bitfeilsannsynligheten til det mottatte datasignalet.

#### Termisk støy

Termisk støy oppstår som følge av tilfeldige bevegelser av elektroner ved en gitt temperatur. Denne støyen er hvit, det vil si effektspekteret er likt på alle frekvenser. Derfor vil elektrisk båndbredde i mottaker være avgjørende for hvor mye termisk støy det vil være tilstede. Variansen til termisk støystrøm kan uttrykkes slik [Ramaswami & Sivaraj, 1998]:

$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} B_e$$

$k_B$  = Boltzmann's konstant,  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K

$T$  = Temperatur i grader Kelvin

$R_L$  = Lastmotstand på fotodetektor

$B_e$  = Elektrisk båndbredde i mottaker

## Haglstøy

Et lyssignal kan sees på som en strøm av fotoner, og kan være en poisson fordeling.

Fotostrømmen som genereres av fotodetektoren kan uttrykkes slik [Ramaswami & Sivaranjan, 1998]:

$$I = I_{middel} + i_s$$

$I_{middel}$  er en konstant strøm

$i_s$  er haglstøystrøm.

Haglstøystrøm kommer av variasjon av elektroner som genereres i en fotodetektor. Det vil være variasjon selv når lysintensiteten er konstant.

Haglstøystrømmen er Gaussisk fordel med middelerdi null og varians [Ramaswami & Sivaranjan, 1998]:

$$\sigma_{hagl}^2 = 2 \cdot e \cdot I_{middel}$$

$e$  er ladning for et elektron  $1.6 \cdot 10^{-19}$  C.

Haglstøyen er hvit støy, dermed vil størrelsen være avhengig av elektrisk båndbredde i mottaker. Variansen til haglstøyen med elektrisk båndbredde  $B_e$  vil være:

$$\sigma_{hagl}^2 = 2 \cdot e \cdot I_{middel} \cdot B_e$$

## Samlet støy i en fotodetektor

Totalstrøm som blir generert ut av fotodioden vil være:

$$I = I_{middel} + i_s + i_t$$

hvor  $i_t$  (termisk) har varians:

$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} B_e$$

Ettersom haglstøy og termisk støy er uavhengige av hverandre, kan strømmen i lastmotstand på fotodetektoren sees på som en gaussisk fordeling med middel verdi  $I_{middel}$  og varians lik:

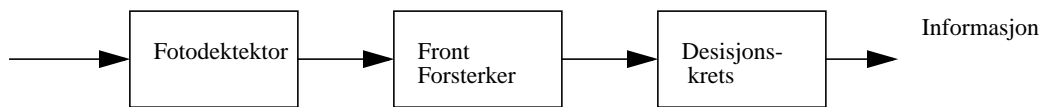
Elektrisk båndbredde,  $B_e$ , er avgjørende for størrelsen på variansen, og vil derfor være en viktig parameter ved design av mottakere.

$$\sigma^2 = \sigma_{termisk}^2 + \sigma_{hagl}^2$$

### 2.5.2.2 Frontforsterkere

En optisk mottaker består ikke bare av fotodiode, men har en frontforsterker som forsterker signalet fra fotodioden høyt nok til at desisjonskretsen kan avgjøre om det er 0 eller 1 som er mottatt. Fig 2.26 viser blokkdiagram av en optisk mottaker. Forsterkeren inneholder komponenter (for eksempel transistorer) som gir opphav til termisk støy. Hvor mye ekstra termisk støy forsterkeren bidrar med uttrykkes ofte som støytall (eng. noise figure),  $F_n$ . Med frontforsterker vil variansen til termisk støystrøm i mottaker være:

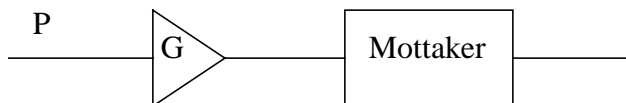
$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} F_n B_e$$



Figur 2.26 Blokkdiagram av en optisk mottaker

### 2.5.2.3 Optiske forsterkere

Følsomheten i en optisk mottaker er et mål på hvor stor optisk effektnivå en mottaker må ha for å kunne motta et signal med en gitt bitfeilsannsynlighet. Støy er en faktor som er med å avgjøre mottakers følsomhet. Dersom det mottatte informasjonssignalet kommer på signalnivå med støyen, vil ikke mottakeren klare å skille informasjon fra støy. For å øke mottakers følsomhet kan en bruke optisk forforsterker foran mottaker, se figur 2.27.



Figur 2.27 Mottaker med optisk forforsterker

Signal med effekt  $P$ , blir forsterket opp  $G$  ganger før den sendes inn på mottaker. Signal/støyforholdet er blitt større etter innkobling av forforsterker, og det vil gi en bedre bitfeilsannsynlighet. En ulempe ved bruk av optisk forforsterker er spontanemisjonsstøy. I alle optiske forsterkere oppstår spontanemisjon, og den vil opptre som støy på utgangen av

forsterkeren. Effekten til spontanemisjonsstøy kan uttrykkes slik [Ramaswami & Sivaranjan, 1998]:

$$P_N = n_{sp} h f_c (G - 1) B_o$$

$n_{sp}$  = spontanemisjonsfaktor

$h$  = Planck's konstant,  $6.63 \cdot 10^{-34}$  J/Hz

$f_c$  = bæreølgefrekvens

$G$  = Forsterkningen

$B_o$  = Optisk båndbredde i Hz

I singelmodusfiber er det to polarisasjonsmodus, dermed blir total spontanemisjonsstøy  $2 \cdot P_N$

Den elektriske strømmen som fotodetektoren produserer er proporsjonal med den optiske effekten som kommer inn på forforsterkeren. Signalstrømmen uttrykkes slik:

$$I = RGP$$

Den optiske effekten er proporsjonal med kvadratet av det elektriske feltet, og spontanemisjonsstøyen vil derfor kryssmultipliseres med signalet og seg selv. Det gir opphav til støykomponenter kalt signal-spontanstøy og spontan-spontanstøy. I tillegg vil termisk støy og haglstøy være tilstede. Variansen til disse fire støystrømmene uttrykkes matematisk slik [Ramaswami & Sivaranjan, 1998]:

$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} F_n B_e$$

$$\sigma_{hagl}^2 = 2eR(GP + P_n(G - 1)B_o)B_e$$

$$\sigma_{sig-spont}^2 = 4R^2 G P P_n (G - 1) B_e$$

$$\sigma_{spont-spont}^2 = 2R^2 (P_n (G - 1))^2 (2B_o - B_e) B_e$$

$$\text{der } P_n = n_{sp} \cdot h \cdot f_c$$

$n_{sp}$  kan beregnes ut fra oppgitt støytall i forsterker.

Som tidligere beskrevet er støytallet,  $F_n$ , en parameter som viser hvor mye støy forsterkeren introduserer. Støytallet uttrykkes som forholdet mellom signalstøy forhold på forsterkenes inngang og signalstøy forhold på forsterkerens utgang:

$$F_n = \frac{r_{SNR_o}}{r_{SNR_i}}$$

### 2.5.3 Bitfeilsannsynlighet i optisk mottaker

I praktiske mottakere kan bitfeildeteksjon oppstå som følge av støy vil kunne påvirke deteksjon av informasjonssignalet. Bitfeilsannsynlighet (BER, eng. bit error ratio) er et mål på hvor stor sannsynlighet det er for å feildetektet mottatt bit. For å beregne bitfeilsannsynligheten må en vite hvordan mottaker avgjør om det er 0 eller 1 som er mottatt.

#### Optisk mottaker uten forforsterker

La mottatt optisk effekt for en mottaker uten optisk forforsterker være  $P = P_1$  når 1 mottas. Middelveiden til fotostrømmen er,

$$\bar{I} = I_1 = R P_1$$

og variansen til fotostrømmen er,

$$\sigma_1^2 = 2eI_1B_e + \frac{4kBT}{R_L}B_eF_n$$

Når 0 mottas er middelveiden til fotostrømmen,

$$\bar{I} = I_0 = R P_0$$

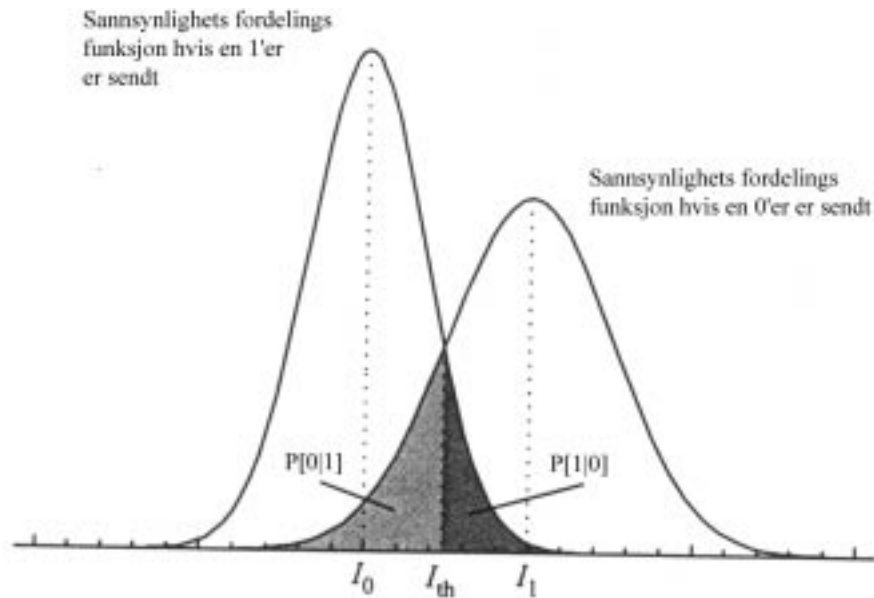
og variansen til fotostrømmen er,

$$\sigma_0^2 = 2eI_0B_e + \frac{4kBT}{R_L}B_eF_n$$

Fotostrømmen er Gaussisk fordelt [Ramaswami & Sivarajan, 1998] med middelveiden  $I_1$  (eller  $I_0$ ) med tilhørende varianser som uttrykt over.

Mottaker sampler signalet, og avgjør ut fra samplet om det er 0 eller 1 som er mottatt.

Sannsynlighets fordelingsfunksjon til samplet ser en i figur 2.28.



**Figur 2.28 Sannsynlighet fordelingsfunksjon for et mottatt bit**

Mottaker sammenligner den samplede fotostrømmen,  $I$ , med en terskelverdi,  $I_{th}$ . Hvis  $I > I_{th}$  er det 1 som er mottatt. Er  $I < I_{th}$  er det 0 som er mottatt. Optimal terskelverdien til fotostrømmen kan uttrykkes slik [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$I_{th} = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1}$$

Utrykket over forutsetter lik sannsynlighet for at null og en blir sendt. Brukes denne terskelverdien i mottaker vil sannsynlighet for bitfeil være minst.

Men det er ikke alle mottakere som har mulighet til å justere terskelverdien, og disse setter ofte terskelverdien til  $(I_1 + I_0)/2$ . Mottaker som skal benyttes i senere tester har ikke mulighet til å justere terskelverdien, og derfor benyttes  $(I_1 + I_0)/2$  som verdi i uttrykk og beregninger som følger.

La  $Q(x)$  være en sannsynlighetsfunksjon. Den viser sannsynligheten for at en normal fordelt Gaussisk variabel, med middelværdi null og varians lik 1, går over verdien  $x$ . Der  $Q(x)$  er,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy \approx \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}x^2}$$

der tilnærmelsen gjelder for  $x > 4$ . Beregning gjort med opprinnelig uttrykk og tilnærmet uttrykk viser en nøyaktigheten på 5% eller bedre for  $x > 4$ .

Anta følgende uttrykk:

$P(0|1)$  = Sannsynlighet for at 0 blir detektert når 1 er sendt

$P(1|0)$  = Sannsynlighet for at 1 blir detektert når 0 er sendt

Disse to uttrykkene kan uttrykkes ved hjelp av  $Q(x)$ . Figur 2.28 viser område for disse uttrykkene. Ved å beregne intervallet for feilsannsynlighet kan denne settes inn i  $Q(x)$  funksjonen. For å normalisere intervallverdien divideres den på standardavviket, og en får da følgende uttrykk:

$$P(0|1) = Q\left(\frac{I_1 - I_{th}}{\sigma_1}\right)$$

$$P(1|0) = Q\left(\frac{I_{th} - I_0}{\sigma_0}\right)$$

Ved å substituere  $I_{th}$ , med  $(I_1 + I_0) / 2$  i uttrykkene over får en følgende:

$$P(0|1) = Q\left(\frac{I_1 - I_0}{2\sigma_1}\right)$$

$$P(1|0) = Q\left(\frac{I_1 - I_0}{2\sigma_0}\right)$$

Sannsynligheten for bitfeil gitt med ord er:

$BER = (\text{sannsynlighet for 0 blir sendt} \cdot \text{sannsynlighet for 1 blir detektert}) + (\text{sannsynlighet for 1 blir sendt} \cdot \text{sannsynlighet for 0 blir detektert})$

Hvis sannsynlighet for å sende 0 er like stor som å sende 1 ( $= 0.5$ ), får vi følgende uttrykk for BER,

$$BER = \frac{1}{2} \left( Q\left(\frac{I_1 - I_0}{2\sigma_1}\right) + Q\left(\frac{I_1 - I_0}{2\sigma_0}\right) \right)$$

eller,

$$BER = \frac{1}{2} \left( Q \left( \frac{R(P_1 - P_0)}{2 \sqrt{\frac{(4kBT F_n B_e)}{R_L} + 2e R P_1 B_e}} \right) + Q \left( \frac{R(P_1 - P_0)}{2 \sqrt{\frac{(4kBT F_n B_e)}{R_L} + 2e R P_0 B_e}} \right) \right)$$

Ut fra dette uttrykket kan en beregne mottakers følsomhet, som er definert som minimum middel effektnivå som mottaker må ha for å kunne ha en gitt BER.

Middel effekt =  $(P_0 + P_1) / 2$ .

### Optisk mottaker med forforsterker

Dersom det benyttes optisk forforsterker vil det i mottakeren være signal-spontanemisjonsstøy og spontan-spontanemisjonsstøy i tillegg til termisk støy og haglstøy. Uttrykkene under viser variansen til støystømmene for null og en når alle støykildene er tatt med:

$$\sigma_0^2 = \sigma_{termisk}^2 + \sigma_{hagl}^2 + \sigma_{sig-spont}^2 + \sigma_{spont-spont}^2$$

$$\sigma_1^2 = \sigma_{termisk}^2 + \sigma_{hagl}^2 + \sigma_{sig-spont}^2 + \sigma_{spont-spont}^2$$

Utrykkene til variansene finnes i kapittel 2.5.2.3. Ved å erstatte P i uttrykkene med  $P_1$  og  $P_0$  vil en kunne beregne variansen for 0 og 1 bitet.

Dersom sannsynligheten for å sende 0 er like stor som å sende 1, får en følgende uttrykk for bitfeilsannsynligheten i en mottaker med forforsterker:

$$BER = \frac{1}{2} \left( Q \left( \frac{RG(P_1 - P_0)}{2\sigma_1} \right) + Q \left( \frac{RG(P_1 - P_0)}{2\sigma_0} \right) \right)$$

Ut fra dette uttrykket kan en beregne mottakers følsomhet, som er definert som minimum middel effektnivå som mottaker må ha for å kunne ha en gitt BER.

Alle disse støykildene vil være representert, men avhengig av optisk båndbredde og forsterkningen i optisk forforsterker vil noen dominere over andre. En kan derfor i en del praktiske sammenhenger se bort fra noen av støykildene. Hvilke støykilder som dominerer vil bli diskutert senere.



## 2.5.4 Bitfeil i en datapakke

Som beskrevet i kapittelet over vil en praktisk mottaker kunne feildetekttere bit som den mottar. Data som sendes mellom noder i et nett sendes som pakker. Dersom det oppstår bitfeil i en Ethernet-pakke vil CRC-sjekken oppdage bitfeil og forkaste pakken. Sannsynligheten for å forkaste en pakke er avhengig av bitfeilsannsynligheten og størrelsen på datapakken. En pakke blir forkastet dersom den inneholder en eller flere bitfeil. Under vises eksempler som illustrerer sannsynlighet for en eller to bitfeil i en datapakke som inneholder 12208 bit (størrelsen på en Ethernet-pakke).

La  $P$  være bitfeilsannsynlighet og  $S$  være antall bit i en pakke. Hvis  $P = 10^{-10}$  og  $S = 12208$ , blir sannsynligheten for en bitfeil i en pakke:

$$S \cdot P \cdot (1 - p)^{S-1} = 12208 \cdot 10^{-10} \cdot (1 - 10^{-10})^{12207} = 1.22 \cdot 10^{-6}$$

Denne sannsynligheten viser at det for hver cirka 800 000. pakke vil det være en pakke som har en bitfeil og vil bli forkastet.

Om en antar  $P$  og  $S$  er lik som i eksemplet over, vil sannsynlighet for to bitfeil i en pakke være:

$$\binom{S}{2} \cdot P^2 \cdot (1 - p)^{S-2} = \frac{1}{2}(12208 - 2) \cdot 12208 \cdot (10^{-10})^2 = 7.45 \cdot 10^{-13}$$

Beregningene viser at det er liten sannsynlighet for to bitfeil i en Ethernet-pakke når  $P = 10^{-10}$ . Dersom det mottas cirka  $1.3 \cdot 10^{12}$  pakker vil det være cirka en pakke som inneholder 2 bitfeil.

La  $P = 10^{-5}$  og  $S$  være lik som i eksemplet over. Sannsynligheten for en bitfeil i en pakke blir da:

$$S \cdot P(1 - p)^{S-1} = 12208 \cdot 10^{-5}(1 - 10^{-5})^{12207} = 0.11$$

Her ser en at det for hver 9. pakke som sendes vil kunne inneholde en bitfeil og bli forkastet.

Dersom en antar  $P = 10^{-5}$  og  $S$  lik som over vil sannsynligheten for to bit feil i en pakke vil være:

$$\binom{S}{2} \cdot P^2 \cdot (1 - p)^{S-2} = \frac{1}{2}(12208 - 1)(12208) \cdot (10^{-5})^2 = 6.59 \cdot 10^{-3}$$

Ut fra tallet over vil cirka hver 151. pakke som mottas inneholde 2 bitfeil, og vil bli forkastet.

Disse beregningene vil være interessant dersom en ønsker å finne bitfeilsannsynligheten på en transmisjonslink. Dersom en vet hvor mange pakker som er sendt og hvor mange pakker som er forkastet vil en kunne beregne en tilnærmet verdi for bitfeilsannsynligheten på transmisjonslinken. For å kunne beregne en tilnærmet bitfeilsannsynlighet må en anta at det er kun en bitfeil per forkastet pakke. Måten å finne sannsynligheten for bitfeil er å dividere antall forkastede pakker med totalt antall bit som er sendt i måle perioden.

Ut fra beregningene over vil usikkerheten for tilnærmingsverdien være størst ved høy bitfeilsannsynlighet. En ser også at usikkerheten vil være avhengig av pakkestørrelsen. For å illustrere hvor stor usikkerheten er følger et eksempel:

Anta pakkestørrelsen er 12208 bit. Totalt antall sendte pakker er  $1.2 \cdot 10^6$ . Bitfeilsannsynligheten,  $P$ , er  $10^{-5}$ .

Antall pakker med en bitfeil =  $1.2 \cdot 10^6 / 9 = 133333$

Antall pakker med to bitfeil =  $1.2 \cdot 10^6 / 151 = 7950$

Totalt antall pakker med bitfeil er 141 283.

Ved å anta kun en bitfeil per pakke, blir bitfeilsannsynligheten=  
 $141283 / (1.2 \cdot 10^6 \cdot 12208) = 9.65 \cdot 10^{-6}$

Dersom en tar hensyn til de pakker med to bitfeil, vil bitfeilsannsynligheten bli:  
 $149233 / (1.2 \cdot 10^6 \cdot 12208) = 10.18 \cdot 10^{-6}$

Tallene over utgjør en forskjell i bitfeilsannsynlighet på  $0.54 \cdot 10^{-6}$ . Når bitfeilsannsynligheten blir mindre vil usikkerheten også bli mindre, på grunn av det er mindre sannsynlighet for to bitfeil i en pakke. Disse beregningene viser at usikkerheten ved en slik bitfeilmåling er cirka 5% eller bedre.



## Kapittel 3

# Valg av løsning og teoretiske beregninger

### 3.1 Diskusjon av nettløsning

Når det skal velges løsning for kommunikasjonssystemet som er beskrevet i innledningskapittelet, må det tas hensyn til at kommunikasjonsprotokollene skal være standardisert og relativt godt kjent. Alle kommunikasjonsprotokollene beskrevet i bakgrunnskapittelet er kjente og har vært kommersielt benyttet i lang tid. Applikasjonene som skal benytte nettet er sanntids applikasjoner. Det krever både minimum bitrate og maksimal forsinkelse. Grunnet stor avstand mellom noden(e) (hovedkontrollsystemet) på land og nodene på havbunnen (SEM'ene), er det viktig å velge en effektiv løsning som gir minimal tilleggsforsinkelse utover det som avstanden medfører.

#### Ethernet

Et Ethernet der nodene er sammenkoblet ved hjelp av nettnavn vil det kunne oppstå kollisjoner. En slik konfigurasjon gir derfor ingen garanti for hvor mye forsinkelse det blir i nettet. Når nettnavn brukes, må en i tillegg holde seg innenfor maksimal avstand mellom to noder for å detektere kollisjon. Hvis nettnavn erstattes med svitsj vil en unngå pakkekollisjoner. Det forutsetter at det kun er en node per port tilkoblet svitsjen. En slik løsning gir to noder i et nett mulighet å kommunisere over maksimal avstand som IEEE standarden 802.3 har satt, og i tillegg kan en kommunisere fulldupleks. Det som begrenser maksimal avstand når en bruker svitsj er transmisjonslinken. Signallnivået dempes når det forplanter seg langs en fiberkabel, og dersom dette blir for lavt vil mottaker kunne få problemer å detektere signalet riktig. Gigabit Ethernet har båndbredde 1 Gb/s, og det vil være stor nok båndbredde for systemet som er beskrevet i innledningskapittelet.

#### Ringnett

I billett-ringnett vil det ikke oppstå kollisjon mellom to eller flere pakker. Det er fordi kun en node av gangen får mulighet å sende pakker ut på nettet. I et slikt nett vil en kunne ha kontroll med maksimal forsinkelse, og det åpner muligheten til å overføre sanntids data. IEEE Standarden 802.5 tilbyr en maksimal bitrate på 16 Mb/s. Det vil kunne være for lav båndbredde dersom det skal overføres store datamengder i sanntid. Båndbredde behovet kan løses ved å benytte seg av FDDI-nett som tilbyr 100 Mb/s, og i tillegg kan den økes ved å sende data i begge ringene. Både IEEE 802.5 og FDDI tilbyr prioritering av pakker, og det vil være en fordel for sanntids kommunikasjon dersom det er en blanding av sanntids data og ikke sanntids data.

#### Profibus

Profibus er en kommunikasjonsprotokoll som skiller seg ut i forhold til de tre førstnevnte. Denne kommunikasjonsprotokollen er beregnet for styrings-/kontrollsystemer i prosessanlegg [Profibus International, 2001]. Profibus er pollingbasert og er derfor godt egnet for sanntids systemer. Den gir garanti for både bitrate og forsinkelse. Maksimal bitrate i Profi-

bus er 12 Mb/s. Denne båndbredden vil kunne være for lav dersom det skal overføres store datamengder som for eksempel seismiske data.

### **ATM og SONET/SDH**

ATM er en mye brukt kommunikasjonsprotokoll i tele- og datakommunikasjon. Den har støtte for tjenestekvalitet (eng. Quality of Service, QoS) som blant annet konstant bitrate, variabel bitrate og maksimal forsinkelse. Det gjør ATM godt egnet til sanntids kommunikasjon.

ATM benytter ofte SONET/SDH som fysisk lag. En fin egenskap med SONET/SDH er at det lett kan taes ut en datastrøm som er multiplekset inn i en høyere datastrøm. ATM i kombinasjon med SONET/SDH vil kunne egne seg godt for et nett der en (eller flere) noder står langt fra resten av nodene. ATM med SONET/SDH vil kunne opprette en virtuell kanal mellom hver av nodene som skal kommunisere med hverandre, og en unngår dermed kollisjon mellom pakker/celler. Båndbredden i en ATM løsning med SONET vil ha nok båndbredde kapasitet til et nett som er beskrevet i innledningen. Denne løsningen gir også mulighet til å overvåke kommunikasjonen i sanntid (for eksempel måle BER på overføringen).

### **Sammenligning av kommunikasjonsprotokollene**

I et nett der avstand mellom nodene kan komme over 200 km, må det taes hensyn til forplantingsforsinkelsen når det skal velges kommunikasjonsprotokoll. Det er viktig å velge en kommunikasjonsprotokoll som gir en node tilgang til overføringsmediet så snart den har noe å sende. Det vil si kommunikasjonsprotokollen som skal benyttes bør ha så liten forsinkelse som mulig utover forplantingsforsinkelsen. Effektiviteten vil kunne bli dårlig og forsinkelsen stor dersom en node som ønske å sende må vente på tilgang til overføringsmediet. Kombinasjon stor forplantningsforsinkelse og lang ventetid for tilgang til overføringsmediet vil derfor egne seg dårlig for overføring av sanntids data som krever høy bitrate.

I billett-ring/FDDI nett må nodene vente på billett før de kan sende pakker ut på nettet. Dersom det er stor avstand (over 200 km) mellom en node og resten av nodene i nettet, vil det gå relativt lang tid mellom hver gang en node får tilgang til mediet. Billetten må gå en runde i ringen (400 km) før en node får billetten som gir mulighet å sende data. I tillegg kommer forsinkelsen som hver node introduserer. Hver node har en gitt tid (THT) den får lov å sende data. Forsinkelsen vil øke ytterligere dersom antall noder økes. Når forsinkelsen blir høy vil det kunne bli kritisk for sanntids data som skal overføres. Derfor vil nett som billett-ring og FDDI ikke egne seg i nett med store avstander.

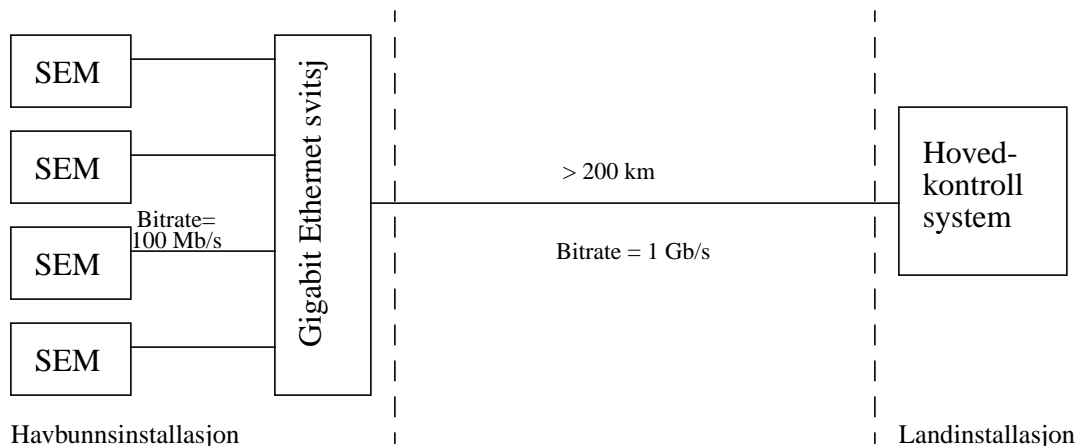
Profibus er pollingbasert og vil ha samme problem som ring nett når det gjelder høy forsinkelse. Noden som er master må vente på kvittering før neste pakke kan sendes ut. Det vil si signalet må propagere over 400 km før master kan sende en ny pakke ut på nettet. Profibus vil derfor egne seg dårligere enn billett-ring, på grunn av master må ha kvittering for hver pakke. Billett-ring kan sende flere pakker så lenge den holder seg innenfor THT-tiden, derfor er den litt bedre enn Profibus.

ATM i kombinasjon med SONET/SDH kan ha en virtuell kanal mellom noder som skal kommunisere med hverandre. En slik løsning gir nodene mulighet å sende pakker ut på nettet når den ønsker, uten å måtte vente på tilgang til mediet. Dermed faller ventetiden for å få aksess til mediet bort, og forsinkelse som dominerer er forplantningsforsinkelsen som alltid vil være tilstede. Dersom ATM benyttes som kommunikasjonsprotokoll, vil hovedkontrollsystemet kunne kommunisere med alle SEM'ene samtidig. En slik løsning vil være effektiv og gi hurtig respons på forespørsler. Ut fra dette resonnementet kan en konkludere med at ATM vil egne seg meget godt for styring av oljeproduksjon som foregår på havbunnen.

Ethernet eller Gigabit Ethernet kan koble nodene sammen ved å benytte svitsj. I en svitsjet løsning elimineres kollisjonsforsinkelsen som kan oppstå i et standard Ethernet. Alle noder kan sende samtidig, og det vil gjøre nettet effektivt.

Dersom mange noder sender data til en port vil det kunne bli forsinkelse i svitsjen. Hvor hurtig pakkene blir svitsjet gjennom nettet er avhengig av trafikk og portenes bitrate. Dersom fem noder sender data til samme node samtidig, vil det kunne bli betydelig forsinkelse dersom alle portene på svitsjen har en bitrate på 100 Mb/s. For å kompensere for denne forsinkelsen, kan porten som mottar fra alle andre noder øke bitraten til 1 Gb/s. Ethernet er mindre komplisert enn ATM med SONET/SDH, og er prismessig 70-80% billigere [Telecom 2001, per 14/6-01]. Noen Gigabit svitsjer tilbyr også prioritering av pakker, og vil derfor kunne egne seg godt til sanntids kommunikasjon. Ut fra diskusjon over er det valgt å bruke svitsjet Gigabit Ethernet som kommunikasjonsløsning for systemet som er beskrevet i innledningen av rapporten.

Figur 3.1 viser en prinsippskisse av et svitsjet Gigabit Ethernet. Utgangspunktet for oppkoblingen er kommunikasjonssystemet som er beskrevet i innledningen av rapporten. Nodene (SEM'ene) på havbunnen er koblet til svitsjens 100 Mb/s porter. Avstanden mellom svitsjen og SEM'ene er liten sammenlignet med avstand til noden på land. Er avstanden mindre enn 100 meter kan parkabel benyttes for å koble SEM'ene til svitsjen. Men det er også mulig å benytte fiberkabel. Overføringsmedium mellom svitsjen på havbunnen og hovedkontrollsystemet på land er singelmodusfiber. Båndbredden på linken er 1 Gb/s. I følge standarden for Gigabit Ethernet er det ikke oppgitt noe maksimal avstand i en punkt til punkt forbindelse. Begrensningen er Gigabit Ethernet utstyret som kommersielt er tilgjengelig. Per i dag (24/8-2001) finnes det ikke Gigabit Ethernet-komponenter som støtter avstander over 200 km. For å løse avstands problemet må en benytte seg av optiske forsterkere på overføringslinken. Under følger en mer detaljert beskrivelse av støyberegning, bitfeilsannsynlighet og linkbudsjett for transmisjonslinken mellom havbunn og land. Beregningene under skal danne grunnlaget for designet av transmisjonslinken.



**Figur 3.1** Prinsippskisse for kommunikasjon mellom hovedkontrollsystem på land og elektroniske moduler på havbunnen

## 3.2 Teoretisk støyberegning for optisk mottaker

Under følger teoretiske beregninger for støykomponenter som påvirker mottakerens følsomhet. Tabell 3.1 viser parametrene og deres verdier som inngår i støyberegningene.

**TABELL 3.1**

Parameter	Symbol	Verdi	Kilde
Temperatur	T	300 K	Antatt rom temperatur
Elektrisk båndbredde	Be	900 MHz	Appendiks A, Test rapport
Elektron-ladning	e	$1.6 \cdot 10^{-19}$ C	
Responsivitet	R	0.85 A/W	Datablad fra Fujitsu
Last motstand for fotodiode	$R_L$		
Støytall i frontforsterker	$F_n$		
$q = F_n / R_L$		$44.8 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$	Beregnet ut fra målinger
Forsterking i optisk forforsterker	G	30 dB	Appendiks D
Optisk båndbredde	$B_o$	0.25 nm, eller 35 GHz	Filter båndbredde, appendiks c
Spontanemisjons faktor	$n_{sp}$	1	Beregnet ut fra støy faktor på optisk forsterker, appendiks D
$P_n = n_{sp} \cdot h \cdot f_c$			
Frekvens til senterbølgen (1550 nm)	$f_c$	193.548 THz	

TABELL 3.1

Parameter	Symbol	Verdi	Kilde
Planck's konstant	$h$	$6.63 \cdot 10^{-34}$ J/Hz	
Boltzmann's konstant	$k_B$	$1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K	
Optisk effektnivå inn på mottaker	$P$	[dBm]	

Disse beregningene baserer seg på en mottaker fra Agilent, HFCT-53D5 (appendiks a). Responsiviteten,  $R$ , er hentet fra datablad i Fujitsu katalog, "Lightwave components & modules catalog, 1996". Det var ikke mulig å få tak i denne informasjon fra Agilent, derfor ble det sett på lignende fotodioder fra Fujitsu som oppga  $R$  til 0.85 A/W for 1550 nm bølgelengde.

Støyfaktor i frontforsterker i Agilent's mottaker,  $F_n$ , og lastmotstand på fotodiode,  $R_L$ , var det vanskelig å finne data på. Derfor ble det ut fra BER målinger beregnet en faktor,  $q$ , som viser forholdet mellom  $F_n$  og  $R_L$ . For å beregne  $q$  ble BER uttrykket (for optisk mottaker uten forforsterker) under kapittel 2.5.3 benyttet. Verdien som fremkommer viser en at en kan for eksempel ha  $R_L$  lik 50  $\Omega$  og  $F_n$  lik 3.5 dB. Det er ikke så urealistisk når en vet at støyfaktor kan ha verdi mellom 3-5 dB, og lastmotstand kan ikke ha høye motstandsverdier ved høye frekvenser, typisk 100  $\Omega$  [Ramaswami & Sivarajan, 1998].

### 3.2.1 Optisk mottaker uten forforsterker

Som tidligere beskrevet er det to støykomponenter som virker inn på en optisk mottaker, termisk støy og haglstøy. Størrelsen på disse er begge avhengig av den elektriske båndbredden til mottaker. Støy er med på å fastsette følsomheten i mottakeren, derfor er det viktig å redusere støyen til et minimum. Mottaker som benyttes har en oppgitt elektrisk båndbredde på maksimal 1.5 GHz. Tester gjort på flere mottakere av denne typen viser en gjennomsnittlig båndbredden på rundt 900 MHz (se appendiks A). I beregningene som følger nedenfor er det tatt utgangspunkt i en elektrisk båndbredde på 900 Mhz. Variansen til termisk støystrøm vil få følgende verdi når en antar parameterverdiene gitt i tabell 3.1:

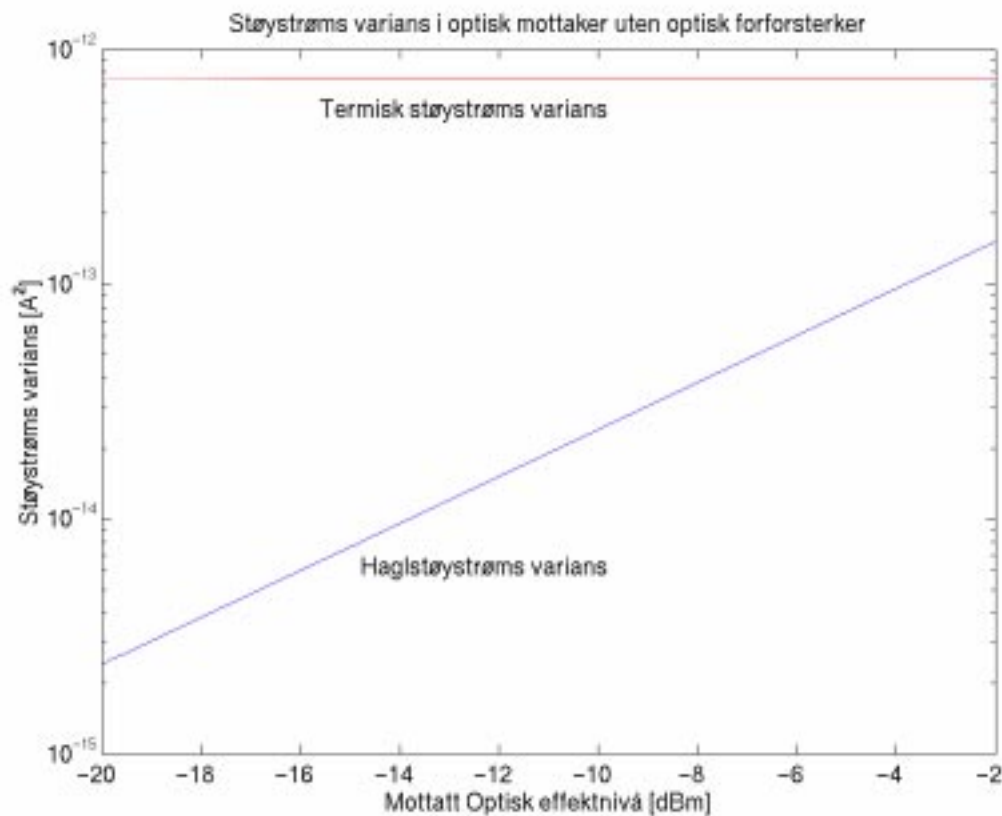
$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} B_e F_n = 4kBT B_e q = 7.5 \cdot 10^{-13} A^2$$



Variansen til haglstøystrømmen blir:

$$\sigma_{hagl}^2 = 2 \cdot e \cdot I \cdot B_e = 2eRPB_e = 2.4 \cdot 10^{-10} \frac{A^2}{W} \cdot P$$

Beregningene og figur 3.2 viser at termisk støy dominerer over haglstøy når effektnivået inn på mottaker er liten. Den termiske støyen er signaluavhengig, mens haglstøy er signalavhengig. Haglstøyen vil derfor gjøre seg mer gjeldene ved høyere effekt inn til mottaker, se figur 3.2.



Figur 3.2 Termisk støystrøms varians og haglstøystrøms varians i en direktdeteksjonsmottaker som funksjon av mottatt optisk effektnivå.

### 3.2.2 Optisk mottaker med forforsterker

Ved bruk av optisk forforsterker vil to ekstra støykomponenter gjøre seg gjeldene, signal-spontanstøy og spontan-spontanstøy. Dermed er det totalt fire støykomponenter som må tas hensyn til ved beregning av variansen til total støystrøm. Ved å sette inn verdier i vari-

ans uttrykkene nedenfor vil en kunne se hvilke støykilder som dominerer når det benyttes optisk forforsterker:

Termisk:

$$\sigma_{termisk}^2 = \frac{4kBT}{R_L} F_n B_e = 4kBT B_e q = 7.5 \cdot 10^{-13} A^2$$

Hagl:

$$\sigma_{hagl}^2 = 2eR(GP + P_n(G-1)B_o)B_e = 2.4 \cdot 10^{-7} \frac{A^2}{W} \cdot P + 1.1 \cdot 10^{-15} A^2$$

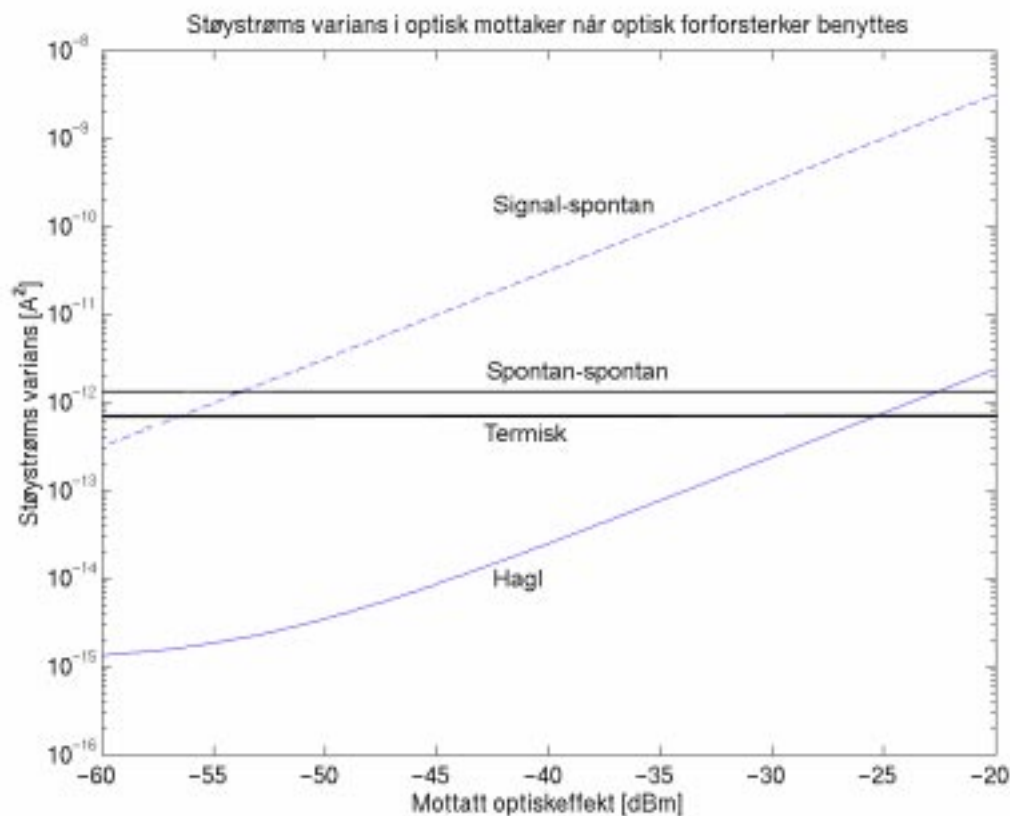
Signal-spontan:

$$\sigma_{sig-spont}^2 = 4R^2 G P P_n (G-1) B_e = 3.2 \cdot 10^{-4} \frac{A^2}{W} \cdot P$$

Spontan-spontan:

$$\sigma_{spont-spont}^2 = 2R^2 (P_n(G-1))^2 (2B_o - B_e) B_e = 1.5 \cdot 10^{-12} A^2$$

Figur 3.3 viser variansen til støystrøms komponentene som funksjon av optisk effektnivå inn på mottaker. Ved å studere varians verdiene over og figur 3.3, ser en at signal-spontanstøy vil dominere over termisk støy, haglstøy og spontan-spontanstøy fra -45 dBm og høyere effektnivåer. Uttrykket for spontan-spontanstøy viser at størrelsen på støyen er avhengig av optisk båndbredde. Grafen for spontan-spontanstøy i figur 3.3 er optisk båndbredde 35 GHz (0.25 nm). For å redusere spontan-spontanstøy kan det benyttes optisk filter som reduserer optisk båndbredde. I testoppsettet er det benyttet et optisk filter med båndbredde 0.25 nm (se appendiks C for datablad). På grunn av signal-spontanstøy dominerer vil derfor kun denne taes med når en skal beregne bitfeilsannsynlighet for optisk mottaker med optisk forforsterker.



Figur 3.3 Støystrøms varians i mottaker som funksjon av mottatt optisk effektnivå

### 3.3 Teoretisk beregnet bitfeilsannsynlighet i optisk mottaker

Bitfeilsannsynlighet (BER, eng. bit error ratio) er et mål på hvor ofte bit blir feildetektert av mottaker. En bitfeilsannsynlighet på  $10^{-9}$ , vil gi en bitfeil per  $10^9$  bit som mottas. Med utgangspunkt i en optisk mottaker fra Agilent, HFCT-53D5, vil en i kapitlene under få oversikt hvordan BER endres ved endring av optisk effektnivå inn på mottaker. Først vises BER beregning for en ideell optisk mottaker der ingen støykomponenter vil være tilstede. Neste beregning er for en direktedeteksjonsmottaker. I denne mottakeren vil termisk støy og haglstøy påvirke BER og mottakeres følsomhet. Tilslutt vises en beregning av BER og optisk effektnivå når det kobles inn optisk forforsterker før mottaker.

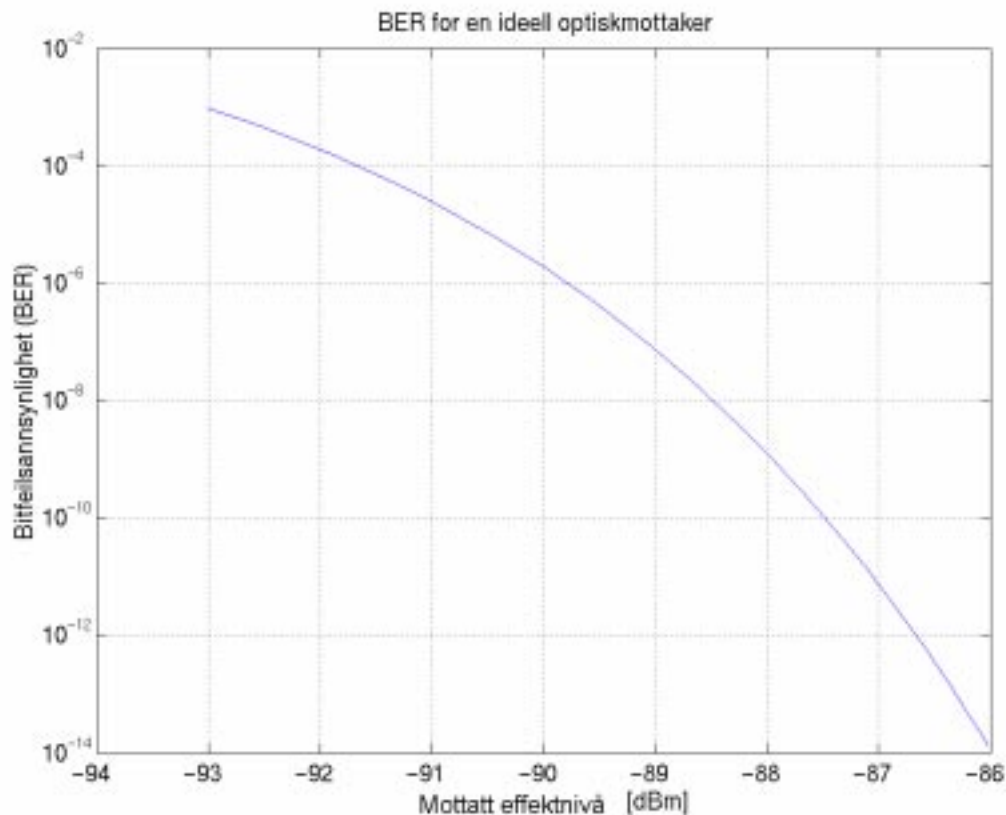
De parameterverdiene som brukes for beregning av BER er listet i tabell 3.1

### 3.3.1 Ideell optisk mottaker

I kapittel 2.5.1 ble en ideell optisk mottaker beskrevet, og selv her er det ikke feilfri deteksjon av bit. Grunnen er måten fotonene forplanter seg på. Som beskrevet i delkapitel 2.5.1 er uttrykket for bitfeilsannsynlighet:

$$BER = \frac{1}{2} e^{-\frac{P}{hf_c B}}$$

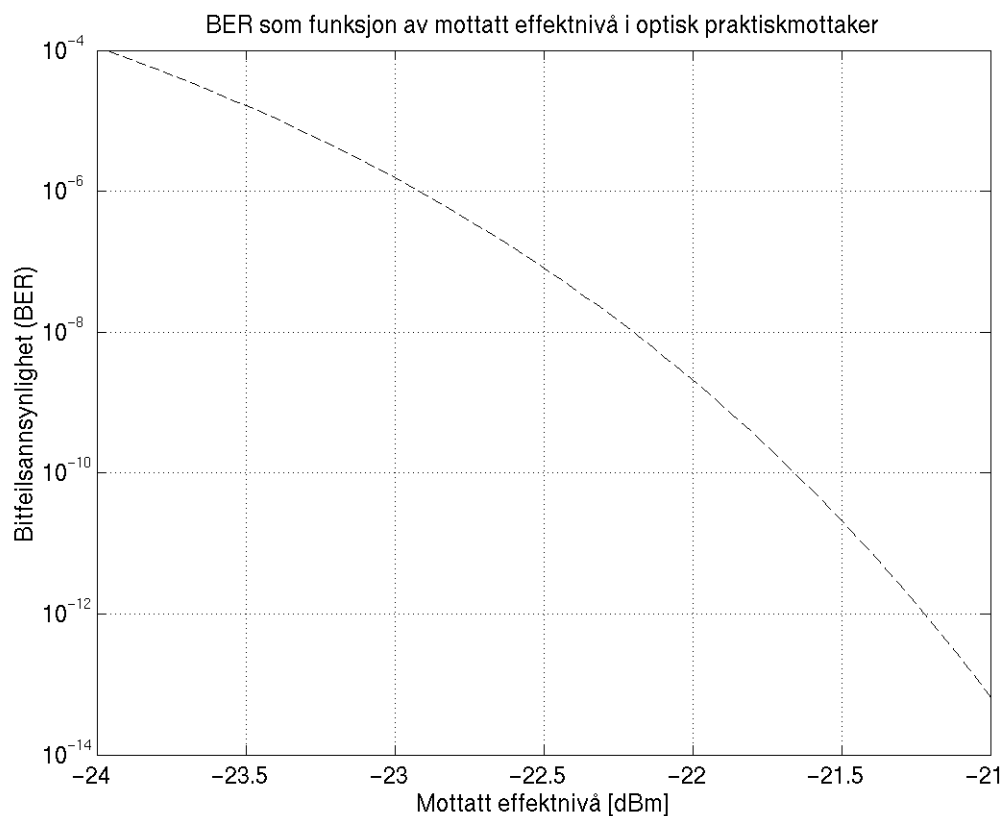
Anta bitraten,  $B$ , er 1.25 Gb/s og bølgelengden til mottatt signal er 1550 nm ( $f_c = 193.548$  THz). Figur 3.4 viser BER som funksjon av optisk effektnivå inn på mottaker. Det optisk effektnivået inn på mottaker,  $P_{rec}$ , er definert som  $(P_0 + P_1)/2$ . I en ideell mottaker er effekten til 0 bitet null, og  $P_{rec}$  blir da  $P_1/2$ .



Figur 3.4 BER for en ideell mottaker som funksjon av mottatt effektnivå

### 3.3.2 Direktedeteksjonsmottaker

I motsetning til ideell mottaker vil det i en praktisk deteksjonsmottaker være støy i tillegg til informasjonssignalet. Som følge av støy, må effektnivået inn på mottaker økes dersom en skal beholde samme BER. De støykomponentene som virker inn på en praktisk deteksjonsmottaker er termisk støy og haglstøy. Figur 3.5 viser plott av BER som funksjon av mottatt effektnivå. Sammenligner en denne grafen med grafen for en ideell mottaker ser en at støyen svekker mottakers egenskaper betraktelig. BER-uttrykket som er brukt for å fremstille grafen i figur 3.5 vises under kapittel 2.5.3 (optisk mottaker uten forforsterker). Variansverdiene som inngår i uttrykket er beregnet i kapittel 3.2.1.



**Figur 3.5 BER for en direktedeteksjonsmottaker som funksjon av mottatt effektnivå**

I en praktisk mottaker har ikke 0 bitet nivå null, men gjerne litt høyere. I denne utregningen er 0 bitet satt atten ganger lavere enn 1'er bitet. Forholdet mellom null og en er målt ut fra senderkilden. Grunnen til forholdet mellom 0 og 1 begrenses i senderen er at frekvensutsvinget for bærefrekvensen blir større dess større av/på (null og en) forholdet er [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. Denne uønskede frekvensmodulasjon kalles frekvenssveip (eng. chirp), og vil kunne gi problemer med dispersjon som følge av bredere frekvensspekter på signalpulsen [Ramaswami & Sivarajan, 1998].

### 3.3.3 Mottaker med optisk forforsterker

Innkobling av optisk forforsterker som er vist i figur 3.6 gir ekstra støy i tillegg til å forsterke opp signalet.

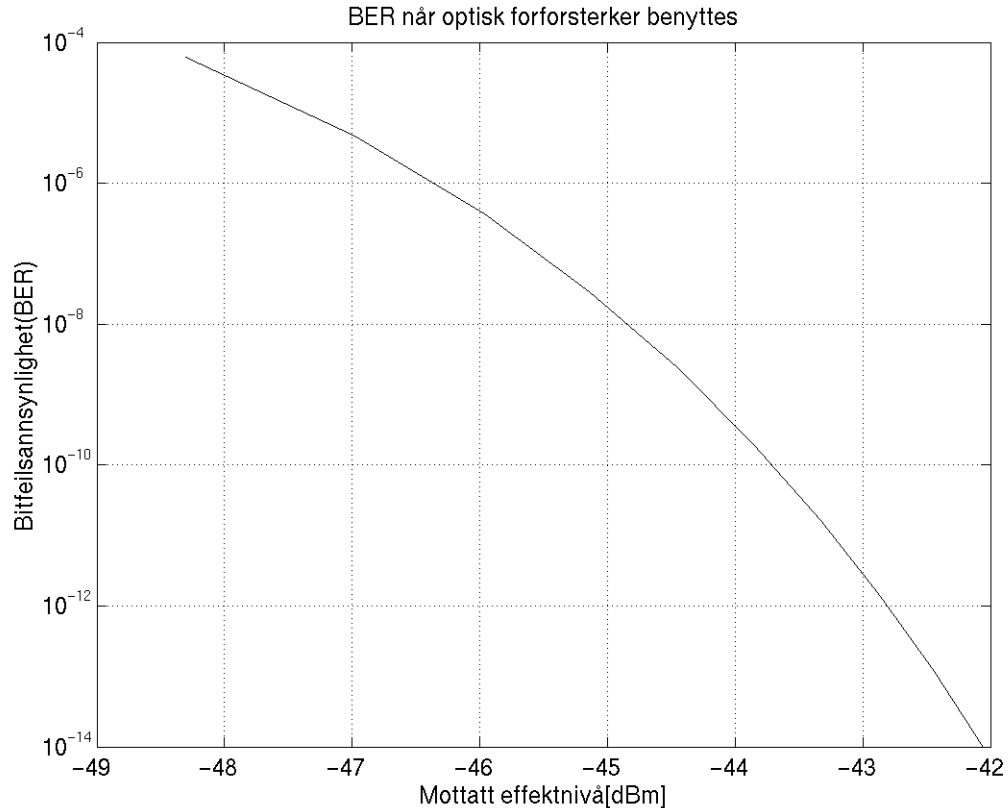


Figur 3.6 Optisk mottaker med optisk forforsterker

Som argumentert tidligere vil kun signal-spontanstøy dominere dersom forsterkningen i forsterkeren er høy nok og den optiske båndbredden begrenses. I testoppsettet benyttes et optisk filter som kobles inn mellom forforsterker og mottaker. Filteret reduserer båndbredden til 35 GHz (0.25 nm ved 1550 nm bølgelengde). Uttrykket for BER under er kun signal-spontanstøy tatt hensyn til.

$$BER = \frac{1}{2} \left( Q \left( \frac{\sqrt{G} \cdot (P_1 - P_0)}{4 \sqrt{P_1 P_n B_e (G - 1)}} \right) + Q \left( \frac{\sqrt{G} \cdot (P_1 - P_0)}{4 \sqrt{P_0 P_n B_e (G - 1)}} \right) \right)$$

Figur 3.7 viser plott av BER som funksjon av mottatt effektnivå når optisk forforsterker benyttes. Figuren er framstilt ved hjelp av variansverdien for signal-spontanstøy fra kapittel 3.2.2. Forholdet mellom en- og nullnivå er det samme som er benyttet i kapittel 3.3.2. Ved å sammenligne figur 3.5 for praktiske mottakere uten forforsterker med figur 3.7, kan en se forbedring av følsomheten på 20 dBm når optisk forforsterker benyttes. Med en slik forbedring vil avstanden mellom sender og mottaker kunne økes betydelig. Teoretisk sett kan avstanden økes med 100 km dersom fiberkabelen demper signalet 0.2 dB/km.



Figur 3.7 BER som funksjon av mottatt effektnivå når optisk forforsterker benyttes

### 3.3.4 Effektstraff

Komponenter som inngår i et transmisjonssystem kan forringes over tid og gi effektstraff. Det fører til at mottaker må ha høyere effektnivå for å opprettholde en gitt bitfeilsannsynlighet.

La  $P_1$  være mottatt optisk effektnivå for logisk 1, og  $P_0$  er mottatt optisk effektnivå for logisk 0. Elektrisk strøm som fotodetektor gir ut er  $R \cdot P_1$  og  $R \cdot P_0$  for henholdsvis 1'er bit og 0'er bit.  $R$  er responsiviteten til fotodetektoren. La  $d_1$  og  $d_2$  være standardavviket til støyen for henholdsvis 1'er og 0'er bitet.

Ved forringelse, la mottatt effektnivå og standardavviket være henholdsvis  $P_1'$ ,  $P_0'$ ,  $d_1'$  og  $d_0'$ . Effektstraffen, PP, blir da:

$$PP = -10 \text{ dB} \log \left( \frac{\frac{R \cdot (P_1' - P_0')}{d_1' + d_0'}}{\frac{R \cdot (P_1 - P_0)}{d_1 + d_0}} \right)$$

Utrykket over viser hvor mye signal/støy forholdet går ned som følge av forringelse av transmisjonssystemet.

### 3.3.5 Sender

Ekstinksjonsforholdet defineres som forholdet mellom utgangseffektene for logisk 1 og logisk 0.  $P$  uttrykker middel utgangseffekt fra sender. Ideelt er det ønskelig at  $P_1 = 2 \cdot P$  og  $P_0 = 0$ , det gir et ekstinksjonsforhold på uendelig. I praksis vil sendere ikke ha et uendelig ekstinksjonsforhold, men ha et forhold på 10-20 på grunn av uønsket frekvensmodulasjon i senderen ved høye ekstinksjonsforhold. Med ekstinksjonsforhold,  $r$ , vil effekten for  $P_1$  og  $P_0$  være [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$P_1 = \frac{2rP}{r+1}$$

$$P_0 = \frac{2P}{r+1}$$

Redusert ekstinksjonsforhold vil gi effektstraff. Ved å anta signaluavhengig støy (for eksempel termisk støy) får vi følgende uttrykk for effektstraff [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$PP = -10dB \log\left(\frac{r-1}{r+1}\right)$$

Effektstraff for den sender typen som blir benyttet i testoppsettet har et ekstinksjonsforhold på 18, det vil gi en effektstraff på cirka 0.5 dB.

### 3.3.6 Dispersjon

Dispersjon er utsmøring (i tid) av en signalpuls når den forplanter seg i fiberkabel. En signalpuls kan inneholde mange frekvenskomponenter, og disse har forskjellig forplantningshastighet i fiberkabel. På grunn av forskjellig forplantningshastighet vil signalkomponentene i pulsen ikke komme fram til mottaker samtidig, og det fører til utsmøring av pulsen. Blir pulsene for brede vil de kunne interferere med hverandre og gi opphav til intersymbol interferens (ISI). For å kompensere for dispersjon må en øke effekten ut fra lyskilden dersom en ønsker å opprettholde en gitt BER hos mottaker. Et eksempel under viser beregning av dispersjon og effektstraffen den gir. Figur 3.8 viser dispersjonseffekten på en puls som sendes i en fiberkabel.



Figur 3.8 Dispersjonseffekten i en fiberkabel



I singelmodusfiber vil en kunne få dispersjon. Størrelsen på dispersjon er avhengig av fiberkabelens karakteristikker. Måleenheten for dispersjon i fiberkabel er ps/nm-km, der ps er tidsspredningen av pulsen, nm er spektralbåndbredden for pulsen og km er lengden på linken. Hvor mye effektstraff en får som følge av dispersjon måles i dB. For å beregne effektstraffen kan man bruke følgende uttrykk [Ramaswami & Sivarajan, 1998]:

$$|D|LB(\Delta\lambda) < \epsilon$$

D = Fiberkabelens dispersjonskonstant

L = Lengden på linken

B = Bitraten

$\Delta\lambda$  = Spektralbåndbredden til signalpulsen

$\epsilon$  = Brøkdelen av en bitperiode

Med  $\epsilon = 0.306$  vil en få 1 dB straff, og  $\epsilon = 0.491$  vil straffen bli 2 dB [Ramaswami & Sivarajan, 1998]

I testoppsettet kan vi anta følgende verdier for parametrene over:

D = 17 ps/nm-km, L = maksimal 270 km, B = 1.25 Gb/s,  $\Delta\lambda = 0.05$  nm

D er hentet fra datablad for fiberen, B er signaleringsraten til for Gigabit Ethernet, og  $\Delta\lambda$  verdien er hentet fra datablad for laserdioden som er i transponderen. Se appendiks e.

Med disse verdiene vil en få  $\epsilon$  lik 0.286 noe som vil gi en effektstraff på cirka 0.8-1 dB.

### 3.4 Linkbudsjett

Ved design av transmisjonssystem er det viktig å sette opp et linkbudsjett. En vil da kunne se hvor lang fiberkabelen mellom sender og mottaker kan være. Det som avgjør lengden på linken mellom sender og mottaker er tap og dispersjon i fiberkabelen, samt utgangseffekt fra sender og følsomhet til mottaker. I tillegg må tap i eventuelle skjøter og kontakter tas med i beregningene. Tapet i en singelmodusfiber kan antas til å være 0.2 dB/km (fra datablad over fiberkabel) når bølgelengden til det optiske signalet er 1550 nm. Kontakter som kobler fiberkabelen inn på en optisk komponent gir et signaltap på 0.4-0.5 dB per kontakt [Gould, 2001]

Effektstraff som følge av dispersjon kan ignoreres dersom lengden på fiberen er mindre enn 150 km og bitraten er på dataoverføringen er 1 Gb/s (se beregning for dispersjon forrige kapittel). Dersom lengden på fiberen er 270 km vil en kunne få rundt 0.8-1.0 dB effektstraff, og det må tas med i linkbudsjettet.

For å øke lengden på fiberen mellom sender og mottaker kan en bruke optisk effektforsterker/forforsterker. Nedenfor vises fire konfigurasjoner av transmisjonssystemer med tilhørende linkbudsjett. Disse fire konfigurasjonene skal senere kobles opp i praksis og testes.

### Konfigurasjon 1:

En lyskilde/sender med utgangseffekt -7 dBm (målt).

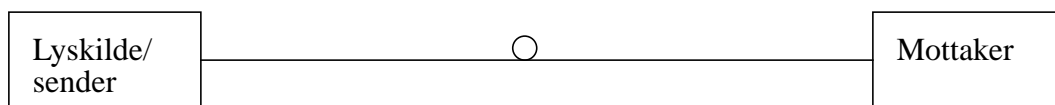
En mottaker med følsomhet -21.5 dBm (fra teoretisk beregninger).

Fiberkabel som benyttes er av typen singelmodus og har et tap på 0.2 dB/km (oppført i datablad for fiberen).

Det trengs to kontakter for å koble sammen sender og mottaker, tap i disse to er 1 dB.

Figur 3.9 viser oppkobling av konfigurasjon 1.

I budsjettet legges det til en systemmargin i budsjettet på 3 dB, og skal kompensere for signaltap som følge av forringelse i transmisjonskomponentene.



**Figur 3.9 Optisk transmisjonssystem med en optisk sender og optisk mottaker**

Linkbudsjett under viser hvor mye tap som kan være i fiberkabelen for å opprettholde en gitt BER (cirka  $10^{-10}$ ).

Utgangseffekt på sender	-7	dBm
Følsomhet i mottaker	-21.5	dBm
Tap i kontakter	1	dB
Systemmargin	3	dB

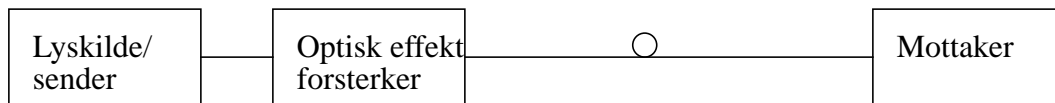
---

Fibermargin:	10.5	dB
--------------	------	----

Lengden på fiberen kan maksimalt være  $10.5 \text{ dB} / (0.2 \text{ dB/km}) = 52.5 \text{ km}$

### Konfigurasjon2:

I denne konfigurasjonen settes det inn en optisk effektforsterker like etter lyskilden/senderen. Forsterkeren har en utgangseffekt på +16 dBm (målt), og mottakeren har samme følsomhet som i konfigurasjon 1. Det er fremdeles to kontakter som tas med i beregningen og systemmargin er 3 dB. Figur 3.10 viser hvordan transmisjonssystemet er koblet.



**Figur 3.10 Optisk transmisjonssystem med optisk effektforsterker innkoblet.**

Linkbudsjettet under viser hvor mye tap det kan være i fiberkabelen for å opprettholde en gitt BER (cirka  $10^{-10}$ ):

Utgangseffekt på optisk effektforsterker:	+16 dBm
Følsomhet i mottaker:	-21.5 dBm
Tap i kontakter:	1 dB
Systemmargin:	3 dB

---

Fibermargin:	35.5 dB
--------------	---------

Lengden på fiberkabelen kan maksimalt være  $35.5 \text{ dB} / (0.2 \text{ dB/km}) = 167.5 \text{ km}$

### Konfigurasjon 3:

I figur 3.11 ser en hvilke komponenter som inngår i konfigurasjon 3. Lyskilden/senderen har nå en optisk utgangseffekt på 0 dBm (målt). På mottakersiden er det satt inn en optisk forforsterker og et optisk filter i tillegg til mottaker. Filteret begrenser den optiske båndbredden slik at spontan-spontanemisjonsstøy kan sees bort fra, jamfør tidligere beregninger i støykapittelet. Mottakers følsomhet økes til -43.5 dBm (fra teoretisk beregninger) ved bruk av forforsterker og filter. I dette oppsettet vil det være seks kontakter som gir et tap på 3 dB til sammen. Systemmargin er fremdeles 3 dB.



**Figur 3.11 Optisk transmisjonssystem med optisk forforsterker innkoblet**

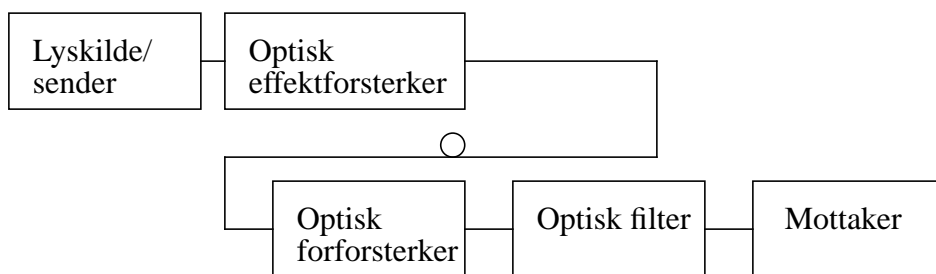
Linkbudsjettet under viser hvor mye tap det kan være i fiberen for å opprettholde en gitt BER (cirka  $10^{-10}$ ):

Utgangseffekt fra lyskilden/senderen	0 dBm
Følsomhet i mottaker	-43.5 dBm
Tap i kontakter	3 dBm
Systemmargin	3 dBm
<hr/>	
Fibermargin	37.5 dB

Lengden på fiberkabelen kan nå maksimalt være  $37.5 \text{ dB}/(0.2 \text{ dB/km}) = 187.5 \text{ km}$

#### Konfigurasjon 4:

I denne konfigurasjonen brukes både effektførsterker og forforsterker begge optiske, se figur 3.12. Utgangseffekt på sendersiden er +16 dBm og mottakeren har en følsomhet på -43.5 dBm. Antall kontakter er 6 og gir 3 dB demping. Systemmargin er fortsatt 3 dB.



**Figur 3.12** Optisk transmisjonssystem med optisk effekt- og forforsterker innkoblet

Linkbudsjettet under viser hvor mye tap det kan være i fiberkabelen for å opprettholde en gitt BER (cirka  $10^{-10}$ ):

Utgangseffekt fra effektførsterker:	+16 dBm
Følsomhet i mottaker:	-43.5 dBm
Tap i kontakter:	3 dB
Systemmargin:	3 dB
Effektstraff for dispersjon	1 dB
<hr/>	
Fibermargin:	52.5 dB

Lengden på fiberkabelen kan være maksimalt  $52.5 \text{ dB}/(0.2 \text{ dB/km}) = 262.5 \text{ km}$ .

Linkbudsjettene viser hvordan fiberlengden kan økes mellom sender og mottaker ved bruk av optiske forsterkere. Sammenligner en konfigurasjon 1 og 4 kan en se at lengden kan økes med rundt 200 km, men da må det være forsterker både på sender og mottakersiden. Linkbudsjettene i konfigurasjon 2 og 3 viser at en kan ha lenger fiberkabel dersom det brukes forforsterker i stede for effektforsterker. Derfor vil det i utgangspunktet være hensiktsmessig å bruke forforsterker. Det må imidlertid vurderes i hvert enkelt tilfelle hva som bør brukes. Et eksempel er ved undervannsinstallasjoner, der senderen er på land og mottaker er på havbunnen. Ved installasjoner på havbunnen er det ønskelig med minst mulig komponenter, både med hensyn til plass og feil som kan oppstå i komponentene. Skulle det oppstå feil i en komponent vil det være store kostnader ved feilretting. Derfor vil effektforsterker installert på land være å foretrekke framfor forforsterker installert på havbunnen.

## Kapittel 4

# Nettløsning og testresultater

### 4.1 Mål for testene

Målet med testene er å kunne fastslå om svitsjet Gigabit Ethernet kan brukes som kommunikasjonsprotokoll til det formålet som ble skrevet i innledningskapittelet.

Testene som er gjort vil kunne fastslå om det lar seg gjøre å bruke standard kommersielt Gigabit Ethernet utstyr, eller om utstyret må modifiseres for å kunne fungere på avstander over 200 km. Hovedsaklig er det transmisjonsdelen for Gigabit Ethernet som har vært testet ut. Gigabit Ethernet-svitsjen som benyttes i testoppsettet er ikke konstruert for å kommunisere på slike avstander som en ønsker i dette tilfelle, derfor må det benyttes optiske forsterkere. Spørsmålet er om kvaliteten på signalet er god nok for mottakeren i Gigabit Ethernet-svitsjen. Måten å teste kvaliteten på det optiske signalet er å utføre en bitfeiltest. Metoden for hvordan testen er utført beskrives lengre ned.

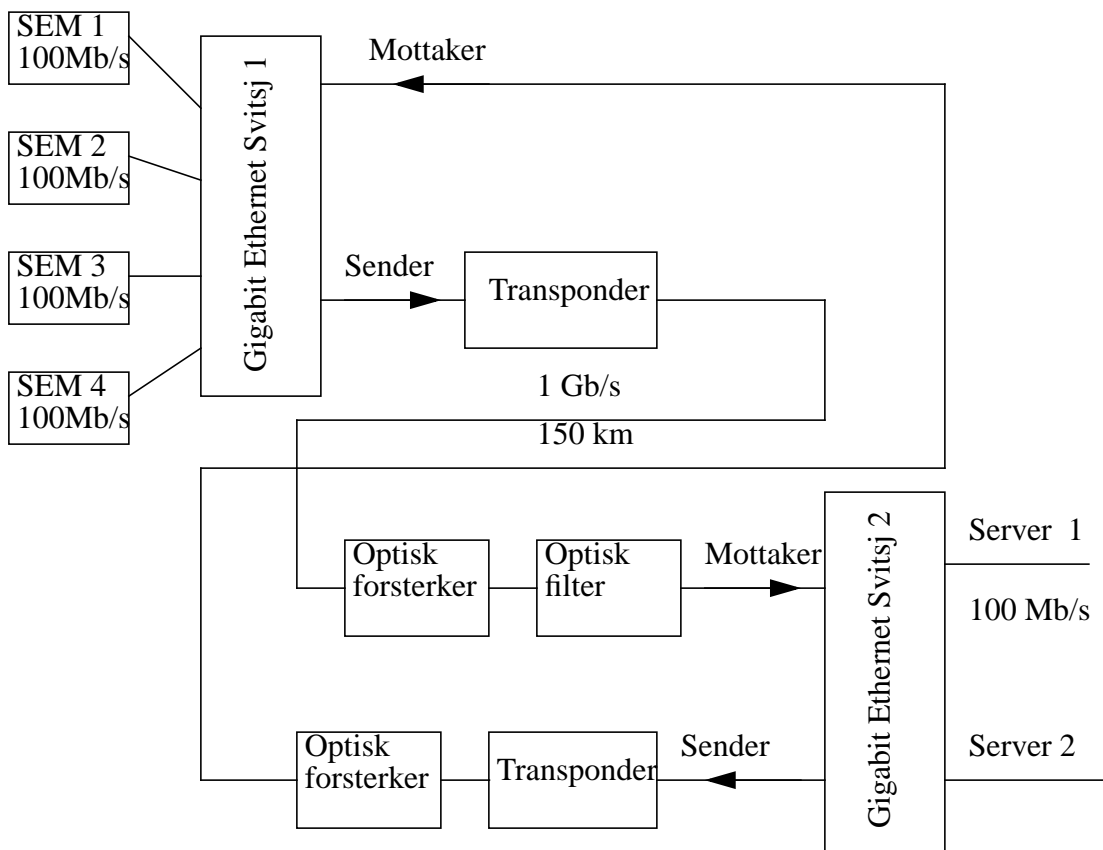
Det er også gjort en enkel test som viser forsinkelse og gjennomstrømning når nodene (SEM'er og hovedkontroll system) kommuniserer med hverandre. Denne testen beskrives i slutten av dette kapittelet.

### 4.2 Nettløsning og fysisk oppsett

Utgangspunktet for testnettene er figur 3.1. Det er satt opp to mulige nettkonfigurasjoner. Et nett der det er testet med fiberlengde 270 km mellom to Gigabit Ethernet svitsjer, og et annet nett der fiberlengden er redusert til 150 km. Ser en bort fra transmisjonssystemet, og kun ser på resten av nettet er det ingen forskjell på disse oppsettene. Transmisjonsmessig er det to forskjellige løsninger. Figur 4.1 og 4.2 viser hvordan nettene for henholdsvis 150 km og 270 km er bygd opp. Figur 4.1 viser at alle optiske forsterkere er på land, og avstanden er derfor redusert til 150 km. I figur 4.2 er det optiske forsterkere i begge endene, og linkbudsjett er stort nok til å kunne ha en fiberlengde på 270 km. Av praktiske årsaker ble ikke lengdene i testnettene ikke helt lik de lengdene som ble beregnet i linkbudsjett kapittelet, men tilnærmelsen skal ikke ha så mye å si for testresultatene.

Løsningen i figur 4.1 baserer seg på å ha minst mulig utstyr installert på havbunnen, og det gir utslag på linklengden.

Figur 4.1 viser hvilke komponenter som inngår i konfigurasjon 1. Som det framkommer av figuren er det to Gigabit Ethernet svitsjer som kommuniserer med en avstand på 150 km. Svitsjen er ServerIronXL fra Foundry Networks, og har to optiske 1 Gb/s porter og 8 100 Mb/s porter med parkabel tilkobling. Svitsjen deles i to virtuelle lokalnett (svitsj 1 og 2), der hver av lokalnettene har 1 Gb/s port og 4 100 Mb/s porter, se figur 4.1.



**Figur 4.1** Transmisjonssystem for fjernstyring av oljeproduksjon, linkavstand 150 km

All kommunikasjon mellom lokalnett 1 og 2 går gjennom gigabit-portene. På svitsj 1 (lokalnett 1) er det tilkoblet fire enheter, SEM 1-4. Hver av disse SEM'ene har båndbredde 100 Mb/s, og er tilkoblet svitsjen med parkabel. Oppgaven til SEM'ene er å samle inn informasjon fra sensorer og givere slik at de kan videresendes til serverne 1 og 2 (lokalnett 2). Det er server 1 og 2 som sender forespørsel om informasjon til SEM'ene, men SEM'ene skal også kunne sende data til serverne uten å måtte få forespørsel. En kan derfor si at begge endene på nettet er aktive. For å begrense oppgavens omfang vil det ikke bli beskrevet noe om hvordan innsamling av informasjon mellom SEM og givere/sensorer foregår. Kort fortalt er SEM'enes oppgave å samle informasjon og pakke inn dataene i Ethernet-pakker slik at de kan sendes til svitsjen.

100 Mb/s Ethernet over parkabel tillater en kabellengde på inntil 100 meter. Overstiges denne grensen, må fiberkabel brukes.

Kommunikasjon mellom svitsj 1 og 2 har en datarate på 1 Gb/s (signaleringsrate 1.25 Gb/s), og det optiske signalet blir sendt over singelmodusfiber med lengde 150 km. Hver gigabit port har en gigabit sender og mottaker. Sender og mottaker er tilpasset standarden for Gigabit Ethernet over fiber, 1000Base-LX. Senderen har bølgelengde 1300 nm som er standard for 1000Base-LX. Signal med 1300 nm bølgelengde dempes mer i fiberkabel enn signal med 1550 nm bølgelengde. For å få minst mulig demping omformes det optiske sig-

nalet fra 1300 nm til 1550 nm. Det gjøres ved å benytte transponder, se figur 4.1. Det optiske signalet ut fra svitsjen går inn på transponderen som omformer signalet til et elektrisk signal. En transponder er sammensatt av en mottaker, en forsterker og en sender (diodelaserbasert). Den optiske senderen i transponderen omformer det elektriske signalet til et optisk signal med bæreølge på 1550 nm. En annen løsning for å unngå bruk av transponderen er å benytte en Gigabit Ethernet svitsj som sender på 1550 nm. Det finnes på det kommersielle markedet, men det lot seg ikke gjøre å få tak i en slik for testing.

I mottakeren på svitsjen er det en fotodiode som mottar det optiske signalet med bæreølge 1550 nm. Fotodioden er av typen InGaAs (indium gallium arsenid), og denne typen fotodiode kan motta lys med bølgelengde opp til 1650 nm [Ramaswami & Sivarajan, 1998]. En slipper derfor å omforme signalet tilbake til 1300 nm i mottaker.

For å kunne operere med avstander på 150 km som figur 4.1 viser, må en forsterke opp signalet. Det fremkommer av linkbudsjettberegninger gjort i forrige kapittel. Forsterkerne som benyttes er optiske og er av typen Erbiumdoped fiberforsterker (EDFA). Før mottaker på svitsj 2 er det koblet inn en optisk forforsterker etterfulgt av et optisk filter som skal filtrere bort spontan-spontanstøy. For å få høyt nok signalnivå når svitsj 1 skal motta signal fra svitsj 2 benyttes effektførsterker på svitsj 2 siden. Med denne konfigurasjonen unngår en å ha andre komponenter enn transponder på svitsj 1 som skal simulere undervannsinstallasjon.

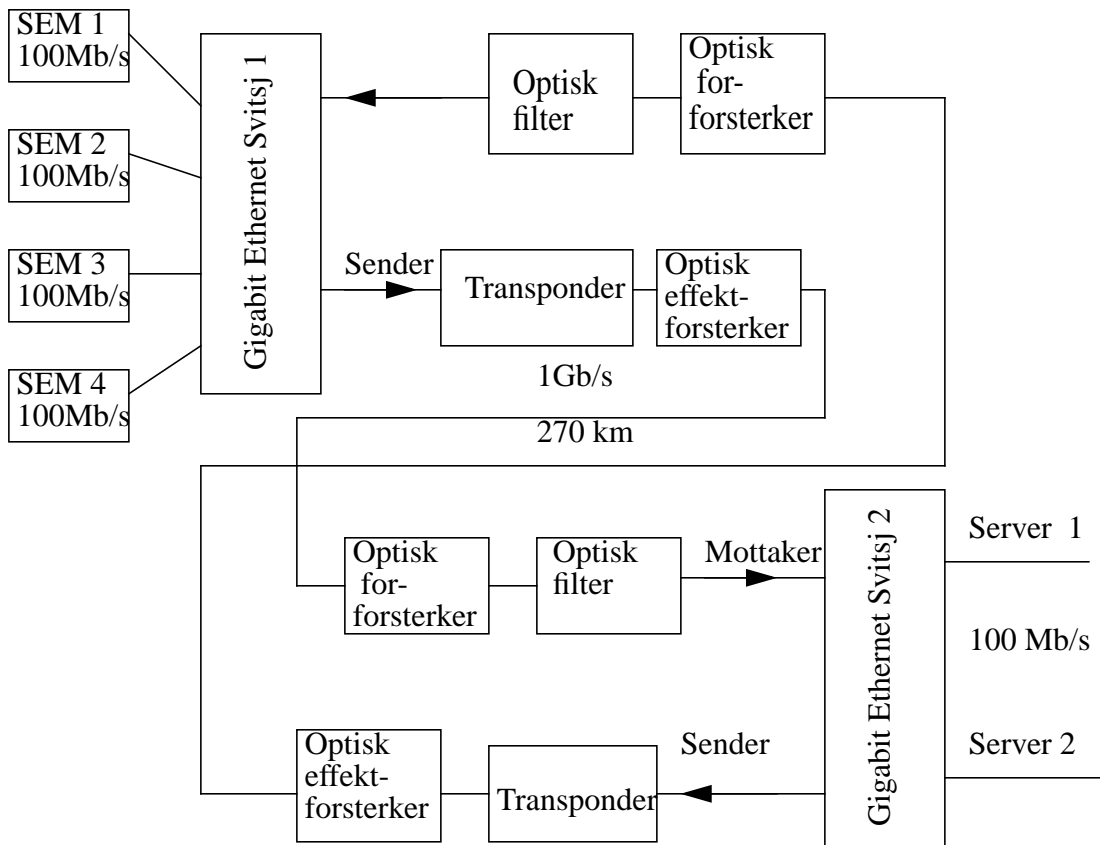
Figur 4.2 viser konfigurasjon 2 av transmisjonssystemet. Avstand mellom svitsj 1 og 2 er økt til 270 km. Linkbudsjettene i kapittel 3.4 viser at det må benyttes både effekt- og forforsterker for å kunne operere på så lange avstander. Budsjettet viser også en maksimums grense på 262 km, men på grunn av systemmargin på 3 dB vil en kunne teste systemet på 270 km.

Liste over benyttet utstyr i testnettene:

- Gigabit Ethernet svitsj, ServerIronXL fra Foundry Networks
- Optisk filter med optisk båndbredde på 0.25 nm fra JDS Fitel Inc
- Optiske forsterker EDFA-1550 fra Synchronous Inc
- Fiberkabel som benyttes er singelmodus som har en demping på 0.2 dB/km
- Datamaskiner Pentium 233 MHz, 64 MB minne, og med 100 Mb/s Ethernet-kort fra 3 Com
- Transpondere er designet og produsert av Telenor Forskning og utvikling
- Optisk variabelt svekkeledd fra Advantest
- Optisk effektmeter k.d Optics PM32H

Se appendiks A-F for tekniske data på utstyret.





Figur 4.2 Transmisjonssystem for fjernstyring av oljeproduksjon, linkavstand 270 km

### 4.3 Testmetode

For å test kvaliteten på transmisjonsdelen av nettet, måles bitfeilsannsynligheten og effekt-nivå inn på mottaker ved forskjellige linklengder. Utgangspunktet for målingene var å teste nettet ende til ende, det vil si fra SEM til hovedkontrollsystem (server). Tanken var å overføre Ethernet pakker som mottaker kjente innholdet av. Mottaker kunne dermed sjekke innholdet av mottatt pakke mot en referansepakke. Feilsjekking skulle gjøre det mulig å telle bitfeil i en pakke ved hjelp av et program som skulle implementeres. Ethernet har en CRC-sjekk som forkaster pakker dersom CRC-sjekken oppdager feil. Tanken var å stoppe CRC-sjekken slik at det var mulig å motta pakker med bitfeil. Det viste seg det ikke var mulig å stoppe CRC-sjekken verken i Ethernet-kortene eller i Gigabit Ethernet svitsjen. CRC-sjekken er hardkodet i en elektronikkbrikke, derfor måtte en annen løsning velges.

Ethernet svitsjen inneholder en webserver som gjør det mulig å konfigurere svitsjen via webleser. I tillegg finnes et verktøy i webserveren som gjør det mulig å lese av informa-

sjon om pakketap (forkastet på grunn av bitfeil) for hver port. Pakketapsinformasjon viste seg å kunne benyttes ved bitfeilmåling. Webserveren gir kun oversikt over pakketapet på hver port internt i svitsjen, derfor vil en ikke kunne måle ende til ende (SEM til hovedkontrollsystemet). Men sannsynlighet for bitfeil mellom svitsj 1 og SEM (eller svitsj 2 og server) er liten, derfor vil BER måling på fiberlinken mellom svitsjene være representativ for hele nettet.

Metoden for å måle BER er å lese av antall tapte pakker, og antall sendte pakker på gigabit linken. Den informasjonen leses av i webserveren til svitsjen (se appendiks h for webgrensesnitt). Ved å anta et pakketap tilsvarer en bitfeil, kan en beregne bitfeilsannsynligheten ved å dividere pakketapet med antall sendte bit. Samtidig som en leser av pakketapet, måles effektnivået inn på mottaker. Gjøres mange nok målinger kan en plotte en graf som viser bitfeilsannsynligheten som funksjon av mottatt effektnivå.

Denne metoden er ikke standard måte å måle BER. Vanligvis kobles det inn en kodegenerator på senderen som sender ut et fast bitmønster. Mottakeren kjenner bitmønsteret og kan derfor detektere bitfeil når den mottar bitmønsteret fra senderen. På grunn av Gigabit Ethernet svitsjens oppbygging var det vanskelig å gjennomføre en slik standard BER-test. Antagelsen om en bitfeil per pakke vil føre til usikkerhet i målingene. Det kan forkomme to bitfeil i en pakke, og det vil ikke målemetoden som benyttes kunne registrere. Men sannsynlighet for to bitfeil i en pakke er en del mindre enn sannsynligheten for en bitfeil i en pakke, og derfor blir usikkerheten relativt liten. Under kapittel 2.6.4 vises beregninger som støtter disse påstandene. Usikkerheten er større jo høyere bitfeilsannsynlighet er.

Antall bit i en Ethernet-pakke blir kontrollert ved å benytte seg av et klient-tjener socket-program. I programmet (se appendiks g) blir et buffer fylt opp med fast antall ascii-karakterer. På den måten kontrollerer en hvor mange bit hver pakke innholder. I socket programmet er det en "for sløyfe" som bestemmer antall pakker som skal sendes. Det blir for hver måling kjørt ut 1 200 000 pakker med en pakkestørrelse på 1350 Bytes, dette gir ca. 1.6 GB med data noe som skal være nok til å kunne måle BER på opp mot  $10^{-10}$ .

Transport- og nettprotokoller som benyttes for å overføre data er UDP og IP. UDP blir benyttet for å hindre retransmisjon når pakker går tapt. I appendiks g er kildekoden til det modifiserte UDP-socket programmet som er benyttet i testen.

Ved å måle optisk effektnivå inn til mottaker samtidig som en overfører data kan en finne BER som funksjon av mottatt effektnivå. For å kunne variere den optiske effekten som går inn til mottaker benyttes et optisk variabelt svekkeledd, Advantest optical Attenuator Q8182.

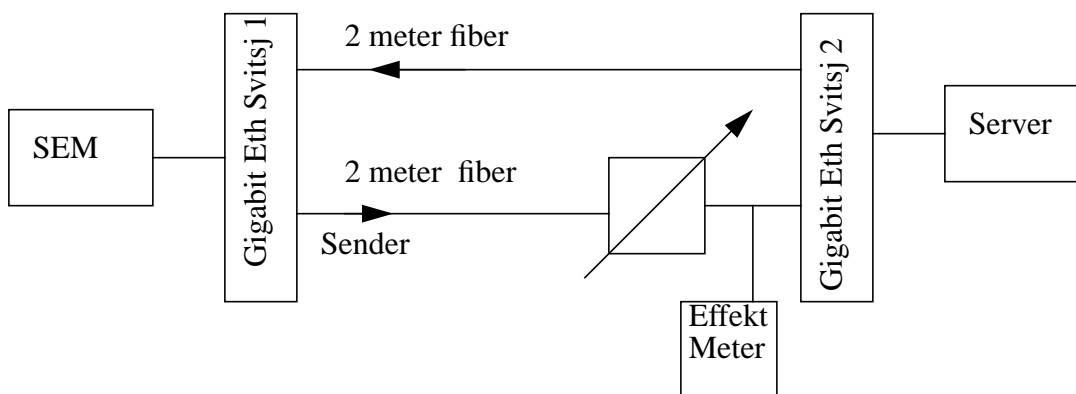
Det er gjort bitfeilmålinger på fire forskjellige transmisjonsoppsett med utgangspunkt i figur 4.1 og 4.2. I oppsett 1 er det kun målt med svitsjene uten andre komponenter (forsterker, transponder ...), fiber lengden er rundt 2 meter. I oppsett 2 er det koblet inn transponder, forforsterker og filter, lengden på fiberkabelen er 150 km. I oppsett 3 benyttes transponder og effektforsterker, fiber lengden er 150 km. I oppsett 4 er både transponder, effektforsterker, forforsterker og filter benyttet, fiber lengden er 270 km. Under følger en nærmere beskrivelse av oppsettene med tilhørende figurer. Dataraten mellom SEM'er og

svitsj 1 er 100 Mb/s, det samme gjelder mellom svitsj 2 og server. Mellom svitsj 1 og 2 er dataraten 1 Gb/s (1.25 Gb/s signaleringsrate).

### Oppsett 1:

Figur 4.3 viser hvordan testoppsett 1 er satt opp. Det er koblet inn et variabelt optisk svekkeledd før inngangen på mottaker til svitsj 2. For å kunne måle optisk effektnivå som går inn på mottaker benyttes en 10/90 fibersplitter. 10% av effekten går inn på et optisk effektmeter som vist på figur, og resten av effekten blir matet inn på mottaker.

Det sendes 1 200 000 Ethernet pakker fra SEM 1 til server. Når de er overført beregnes bitfeilsannsynligheten etter metoden som er beskrevet, og effektnivået inn til mottaker leses av. Dempingen økes og ny runde med pakker sendes. Testingen repeteres inntil bitfeilsannsynligheten er cirka  $10^{-5}$ . Grunnen til denne testen er å se på BER egenskapene til svitsjen når ingen andre komponenter er innkoblet. I dette oppsettet er transponder ikke tatt med, derfor er bølgelengden på det optiske signalet 1300 nm.

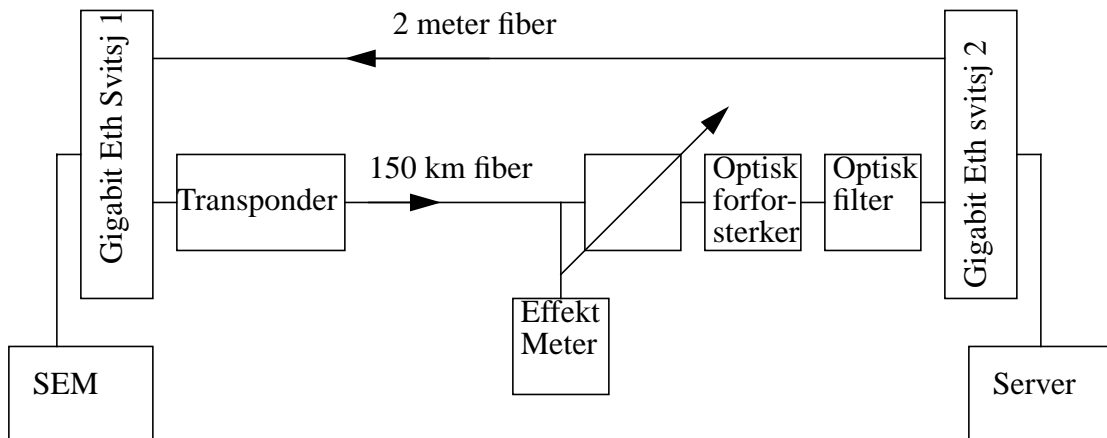


Figur 4.3 Testoppsett 1 som måler BER i en Gigabit Ethernet-svitsj

### Oppsett 2:

Figur 4.4 viser testoppsett 2. Her er det 150 km fiberkabel mellom sender på svitsj 1 og mottaker på svitsj 2. Signalet forplanter seg 150 km før der går inn på samme 10/90 optisk splitter som ble beskrevet i forrige oppsett, der 10% av effekten går i optisk effektmeter og resterende 90% går inn på samme svekkeledd som er benyttet i oppsett 1. Ut fra svekkeleddet blir signalet ført inn på optisk forforsterker. Før signalet kommer inn på mottaker blir det filtrert i et optisk filter som begrenser optisk båndbredde. Ved å sammenligne figur 4.3 og 4.4 ser en at det optiske effektmeteret er plassert før svekkeleddet i figur 4.4. Grunnen er utstråling fra inngangen til den optiske forforsterkeren påvirket effektmålingen. Det

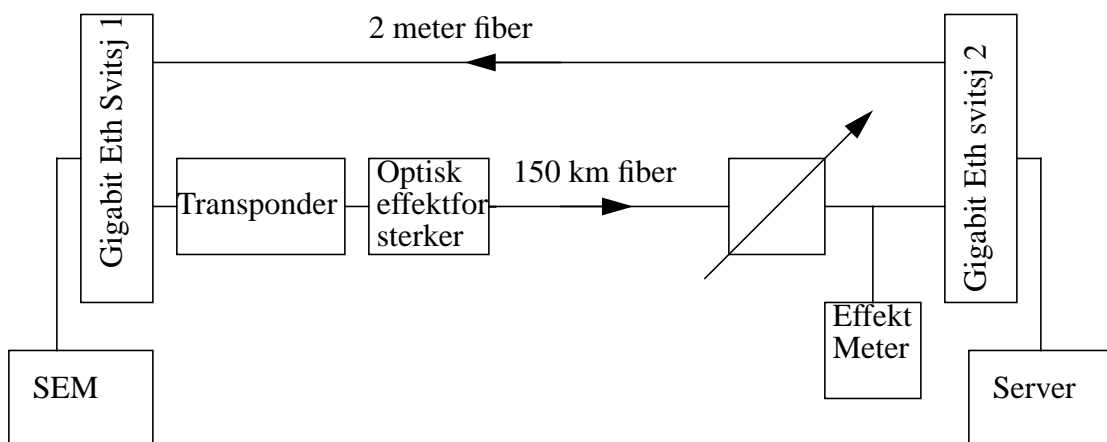
optiske svekkeleddet har en digitalvisning som viser dempingen i dB. Derfor er det tilfredstillende og kontrollerer hva som går inn på dempeleddet. Det er 3 dB innskuddstap i svekkeleddet, og det blir tatt hensyn til ved målingene. Selve gjennomføringen av testen foregår på samme måte som i oppsett 1.



**Figur 4.4 Testoppsett 2 som måler BER i Gigabit Ethernet-svitsj når det benyttes optisk forforsterker**

### Oppsett 3:

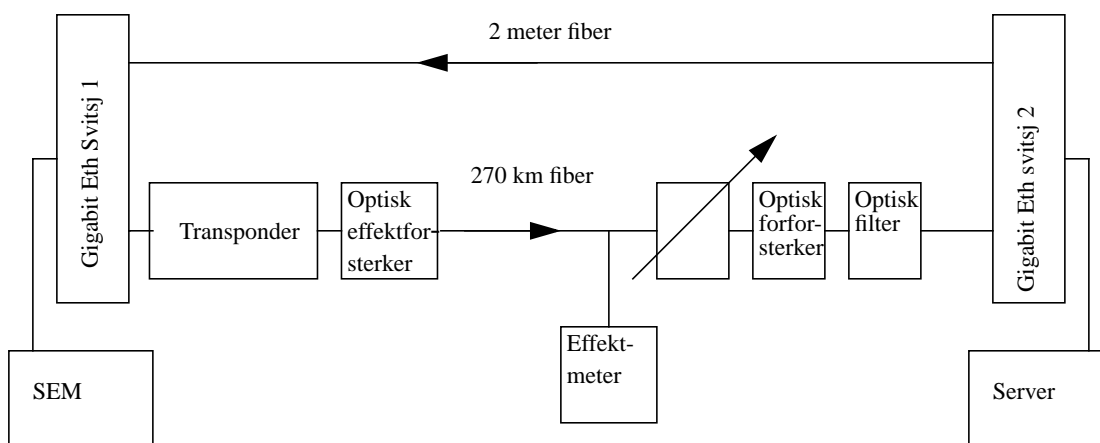
Figur 4.5 viser testoppsett 3. Her benyttes effektforsterker etter transponder på sendersiden ved svitsj 1. Lengden på fiberkabelen mellom svitsj 1 og 2 er 150 km. Svekkeledd og optisk effektmeter er koblet inn på samme måte som i oppsett 1. Metode for å gjennomføre testen er identisk med det som er gjennomført i oppsett 1 og 2.



**Figur 4.5 Testoppsett 3 som måler BER i Gigabit Ethernet-svitsj når det benyttes optisk effektforsterker**

#### Oppsett 4:

Figur 4.6 viser testoppsett 4. I dette oppsettet er fiberlinken mellom svitsj 1 og 2 270 km. Ut fra linkbudsjettet må en i dette tilfelle benytte både effektforsterker på sendersiden og forforsterker på mottakersiden. Optisk filter er koblet inn før inngangen på mottaker på samme måte som i oppsett 2. Det optiske effektmetret må kobles inn før dempeleddet for å unngå påvirkning fra forforsterkeren. Testingen av BER forgår på samme måte som tidligere beskrevet.



**Figur 4.6** Testoppsett 4 som måler BER i Gigabit Ethernet-svitsj når det benyttes optisk effekt- og forforsterker

## 4.4 Testresultater

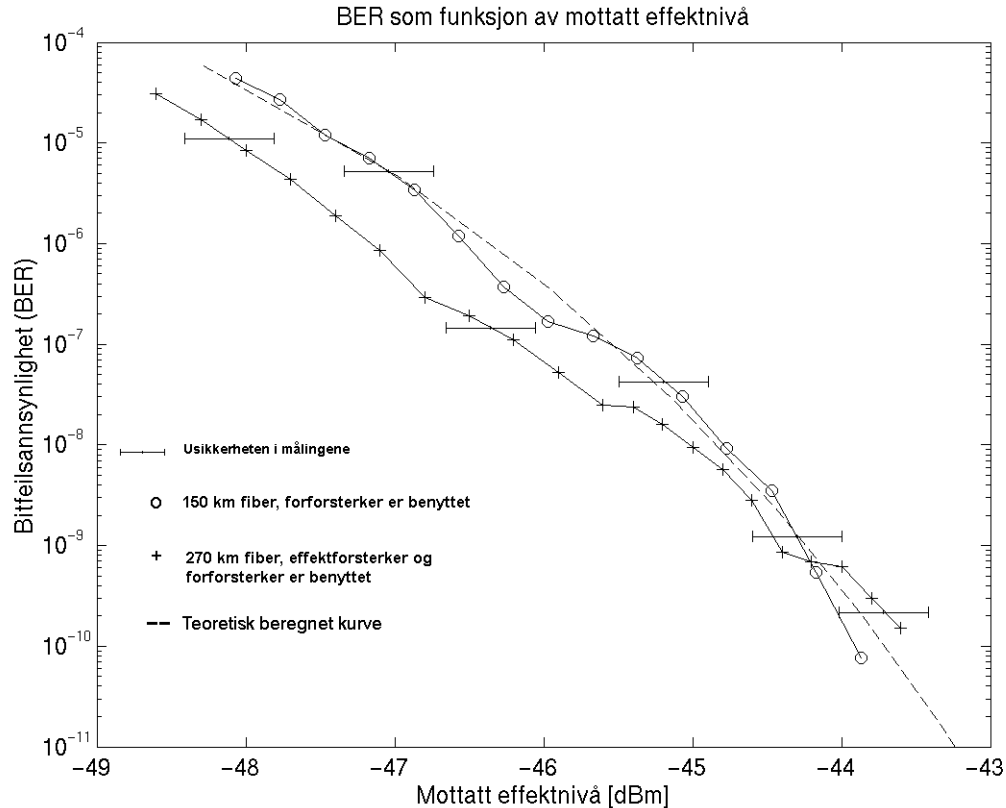
Testene ble utført i henhold til tidligere beskrivelse. Resultatene framstilles i figurer som viser bitfeilsannsynlighet som funksjon av mottatt effektnivå.

### 4.4.1 Resultat fra testoppsett 2 og 4

Måleresultatene fra testoppsett 2 (figur 4.4) og 4 (figur 4.6) er vist i figur 4.7. Kurvene i figuren viser noe ujevn form, og det kan skyldes usikkerhet i effektnivå målingene. Optisk filter har oppgitt en repeterbarhet på 0.05 nm (appendiks c), og vil derfor gi en usikkerhet på pluss/minus 0.5 dB. Hvis en antar standard normal fordelt kurve form på filteret, vil en få denne usikkerheten når en vet at -3 dB båndbredden er 0.25 nm. Det er optiske effektmeter har en nøyaktighet på pluss/minus 0.25dB (appendiks f). Optisk forsterker har oppgitt pluss/minus 0.1 dB variasjon i forsterkningen. På grunn av optisk effektmeter er plassert fremfor forsterker og filter, vil i effektmeteret ikke registrere variasjon fra disse. Usikkerhetene som er nevnt er uavhengig, og samlet usikkerhet blir lik cirka pluss/minus 0.6 dB.

Studerer en de målte grafene og den beregnede grafen, så avviker målegrafene maksimalt 1 dB fra beregnet kurve. De målte kurvene i figur 4.7 viser at de følger hverandre rimelig bra. Kurven som representerer 270 km link har litt større avvik fra teoretisk kurve enn kurven for 150 km link ved høy bitfeilsannsynlighet. Kurven for 150 km link følger teoretisk kurve veldig bra, det er tilnærmet null avvik. En ser ved lavere bitfeilsannsynlighet avviker alle kurvene lite fra hverandre. Fordi om usikkerheten i målemetoden er større ved høyere bitfeilsannsynlighet, er den så liten at den ikke vil gi noe utslag på kurvene (jamfør bevis i kapittel 2.5.4). Derfor må en anta det er usikkerhetene i effekt målingene som gjør at avviket er større ved høyere bitfeilsannsynlighet. Når bitfeilsannsynligheten er  $10^{-9}$  krysser målekurvene og 270 km kurve har dårligere karakteristikk enn 150 km link. Det kan være tegn på dispersjon gir litt effektstraff for 270 km link. Men det er vanskelig å konkludere noe sikkert på grunn av variasjon i kurvene. Teoretisk sett skulle 270 km målingen gi litt dårligere følsomhet enn 150 km målingen som følge av dispersjon.

Ut fra disse målingene kan en si at dersom en krever BER på  $10^{-10}$ , bør en ha minimum -42.5 dBm optisk effektnivå inn på forsterker. Det er da tatt høyde for usikkerhet i målingene. Ut fra linkbudsjett beregninger og målingene vil lengden på fiberkabelen kunne være cirka 260 km i et oppsett som figur 4.6 viser. I oppsett som figur 4.4 viser, vil lengden på fiberkabelen kunne være cirka 180 km. Med disse lengdene eller kortere vil BER være  $10^{-10}$  eller bedre.



Figur 4.7 Testresultater som viser målt BER som funksjon av mottatt effektnivå

#### 4.4.2 Resultat fra testoppsett 1 og 3

Måleresultatene fra testoppsett 1 (figur 4.3) og 3 (figur 4.5) presenteres i figur 4.8. Det er i tillegg gjort to ekstra målinger som presenteres i samme figur. I oppsettet til den ene ekstramålingen er det benyttet transponder og to meter fiberkabel mellom svitsjene. Den andre ekstramålingen bygger på testoppsett 3, men fiberlengden mellom svitsjene er redusert til to meter. Ekstramålingene som er utført vil kunne gi en indikasjon på hvordan mottaker reagerer når effektførsterker benyttes, i tillegg vil en kunne se om dispersjon påvirker følsomheten i mottaker når linklengden er 150 km.

Grafene i figur 4.8 har samme ujevnhet som i figur 4.7, og kan skyldes usikkerheten i effekt målingene. Nøyaktigheten til det optiske effektmeteret er pluss/minus 0.25 dB. På grunn av effektmeteret er koblet inn rett før mottaker i disse oppsettene vil det bare være denne usikkerheten.

Figur 4.8 viser at testoppsett 1 har dårligst karakteristikk. Følsomheten er lavere sammenlignet med de tre andre grafene. Det stemmer med teorien der det framgår at responsiviteten til en fotodiode er dårligere på 1300 nm enn 1550 nm bølgelengde. De to ekstramålingene som er gjort med og uten effektførsterker viser at effektførsterkeren ikke påvirker følsomheten til mottaker. Grafene til disse to målingene er rimelig lik og avviker

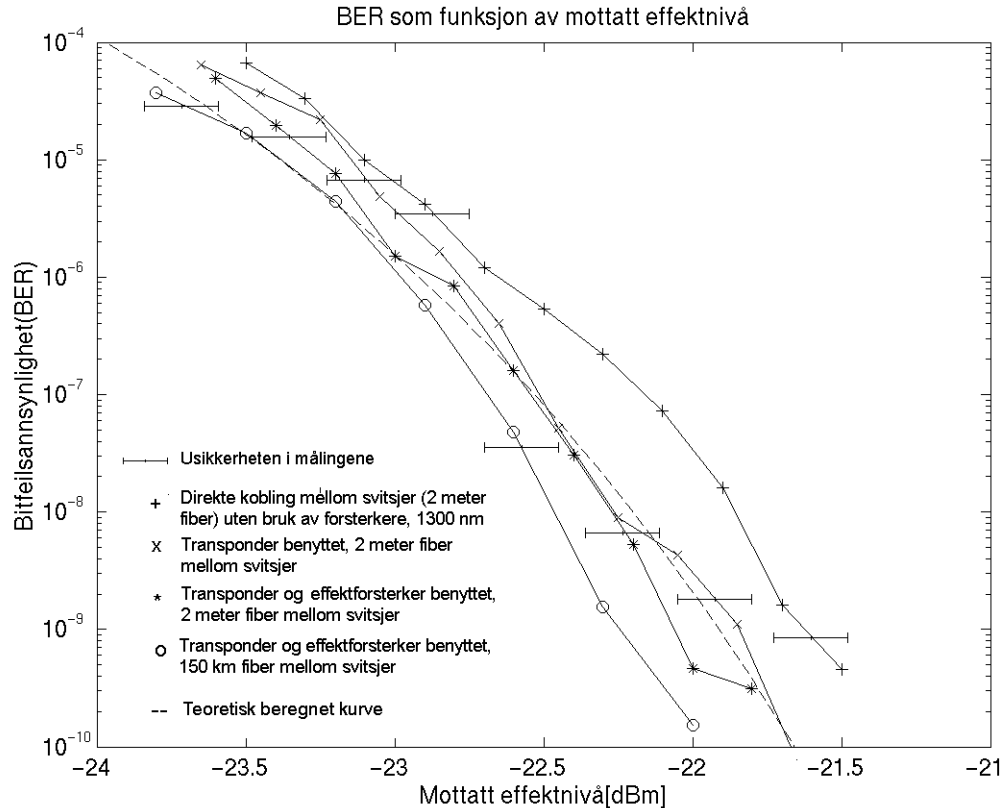
lite fra hverandre.

Måleresultatet fra testoppsett 4 (150 km) viser en tilnærmet lik graf karakterestikk som for ekstramålingene. Det viser at det er lite dispersjon i 150 km linken. Det stemmer overens med beregnet dispersjon og effektstraff gjort tidligere.

I figur 4.8 er det tegnet inn teoretisk tilpasset kurve. I kapittel 3.2 ble  $F_n$  og  $R_L$  beregnet ut fra målingene på grunn av det ikke var mulig å finne noe data på disse. Derfor kan en si at skjæringspunktet mellom teoretisk kurve og abscisse i figur 4.8 er tilpasset målingene, men kurveformen er beregnet teoretisk. Sammenligning mellom teoretisk kurve og målekurvne viser at målekurvne følger kurveformen til teoretisk kurve bra. Målekurvne avviker maksimalt 0.4 dB fra teoretisk kurve. En ser de målte kurvne avviker ikke mye fra hverandre, største avviket er 0.3-0.4 dB, og det stemmer med teorien der det fremgår at ingen av målingene skal skille seg fra hverandre. Unntaket er testoppsett 1 som skal ha en litt dårligere karakteristikk på grunn av lavere responsivitet på 1300 nm bølgelengde. Ut fra datablad fra Fujitsu er det cirka 0.1 A/W dårligere responsivitet på 1300 nm sammenlignen med 1550 nm.

En kan ut fra målingene si at dersom en krever BER på  $10^{-10}$ , bør en har minimum -21.5 dBm effektnivå inn til mottaker. Det forutsetter et signal med 1550 nm bølgelengde, og at det ikke er benyttet forforsterker. Det er da tatt høyde for en usikkerhet på pluss/minus 0.25 dB. Lengde på fiberkabelen vil da kunne være cirka 170 km i et oppsett som figur 4.5 viser.





Figur 4.8 Testresultater som viser målt BER som funksjon av mottatt effektnivå

### 4.4.3 Oppsummering av målinger

Ut fra disse testene stemmer målingene bra i forhold til det teoretiske som er beregnet. En klarer å overføre data opp mot 260 km med en BER på  $10^{-10}$ . En må da bruke både optisk effekt- og forsterker ved slike avstander. Dispersjon vil ha liten innvirkning på link lengder rundt 150 km, men det er noe usikkert om det kan gi litt effektstraff på 270 km. Er lengden på fiberen mindre enn 170 km vil det være tilstrekkelig å bruke optisk effektførsterker eller optisk forsterker. Det vil kunne ha betydning ved en undervannsinstallasjoner, hvis en vil unngå optiske forsterkere på havbunnen.

## 4.5 Forsinkelses- og gjennomstrømningstest av nettet

### 4.5.1 Testapplikasjon

For å teste forsinkelse og gjennomstrømning i nettet ble Netpipe benyttet som testapplikasjon. Netpipe er en protokoll-uavhengig applikasjon [AmesLab, 2000] som sender data-

blokker mellom noder i et nett. I dette tilfelle skal testen simulere trafikk mellom SEM'er og server(e) som kommuniserer over en Gigabit Ethernet-link, se figur 4.1. SEM'ene og servere er datamaskiner (Pentium 233 Mhz) med Linux Redhat 7.0 operativsystem. Ethernet-kort (3 Com Etherlink PCI III/XL) som benyttes er 100 Mb/s. Netpipe måler overføringstiden og gjennomstrømning for hver datablokk som sendes. Testapplikasjonen starter med å sende en blokk på 1 bytes, deretter økes blokkstørrelsen med en fast størrelse inntil overføringstiden for en datablokk er kommet opp i et sekund. Transport- og nettprotokoll som benyttes i testene er TCP/IP.

### 4.5.2 Testoppsettene

Det ble utført fem tester på nettet som er vist i figur 4.1

I test 1 skal to SEM'er kommunisere med server over gigabit fiberlink. Fiberlengden på gigabit linken er 150 km fiberkabel en vei, den andre veien er det brukt 2 meter fiberkabel. Oppkoblingen er nesten den samme som i figur 4.4, forskjellen er en ekstra SEM er innkoblet på svitsj 1 siden.

Målet med testen er å finne forsinkelse og gjennomstrømning når to SEM'er kommuniserer med en server når linkavstand er 150 km.

I test 2 er oppsettet nesten lik test 1, forskjellen er at det nå er en SEM som kommuniserer med server. Figur 4.4 viser hvordan oppkoblingen er. Denne test vil kunne gi et sammenligningsgrunnlag mot test 1, og vil gi en indikasjon på hvordan systemet oppfører seg når antall SEM'er som kommuniserer med server reduseres.

I test 3 kobles SEM og server direkte sammen uten å gå gjennom svitsjene. Parkabel benyttes som kommunikasjonsmedium. Ved å sammenligne denne testen med de andre testene vil en kunne få indikasjon på hvor mye svitsjen forsinker datablokken.

Test 4 er koblet opp på samme måte som test 2, en SEM kommuniserer med en server over svitsjene. Forskjellen fra test 2 er fiberlengden som er redusert til to meter. En sammenligning av denne testen og test 2 vil kunne vise hvordan forsinkelse og gjennomstrømning blir når fiberlengden reduseres fra 150 km til 2 meter.

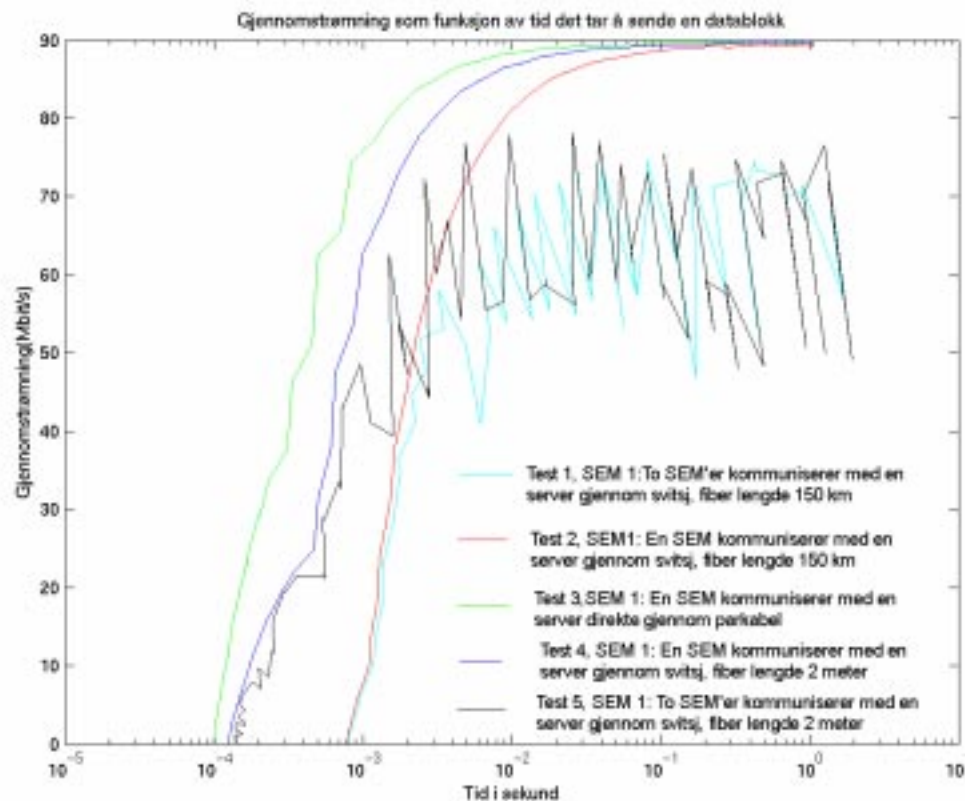
Test 5 er nesten lik test 4. Forskjellen er at det nå er to SEM'er som kommuniserer med en server. Denne testen vil kunne vise hvordan gjennomstrømning og forsinkelse blir når en øker antall noder.

### 4.5.3 Testresultater

Figur 4.9 viser resultat av målingene gjort med Netpipe. Grafene viser gjennomstrømning i bit/s som funksjon av tiden det tar å sende en datablokk. Målingene er sett i fra en SEM. Forsinkelsen for hver test kan leses av grafen ved å se på minste tiden for hver graf. Det er tiden det tar å overføre 1 byte.

Grafene i test 1 og 2 viser størst forsinkelse, rundt 0.8 ms. Disse testene har 150 km fiber mellom SEM og Server. Test 1 og 2 har cirka 0.7 ms høyere forsinkelse sammenlignet med test 3-5. Forskjellen i forsinkelse skyldes forplantingsforsinkelse når fiberkabelen er 150 km. Det stemmer bra med beregnet forplantingsforsinkelse som er 0.75 ms. I beregningen av forplantningsforsinkelse er antatt lyshastighet i fiberkabel  $2 \cdot 10^8$  m/s og fiberlengden er 150 km. Dersom en hadde økt fiberlengden til 200 km hver vei, ville forsinkelse kommet opp mot cirka 2 ms. Ut fra disse forsinkelsene ser en at pollingbasert kommunikasjon ville gitt dårlig gjennomstrømning ved små pakkestørrelser. Men i et nett med svitsj der nodene kan sende når de ønsker, vil små pakkestørrelser ikke gi noe utslag i gjennomstrømning som er av betydning. Dersom det sendes mange små pakker i stede for å sende en stor, vil det gi litt utslag i gjennomstrømningen. Årsaken er at det sendes mer hode/haleinformasjon når det sendes mange små pakker.

En sammenligning av test 3 og 4 viser hvor mye svitsjen forsinket datablokken. I test 3 kommuniserer to noder med hverandre uten å gå gjennom svitsjen, mens i test 4 kommuniserer to noder ved å gå gjennom svitsjen. Når en blokk på 1 byte sendes vil svitsjen forsinke datablokken 0.025 ms.



**Figur 4.9** Testresultater som viser gjennomstrømning som funksjon av tiden det tar å sende en blokk med data

Grafene til test 4 og test 5 viser at test 5 har litt høyere forsinkelse. Dette kan skyldes buffering av data i svitsjen når to SEM'er prøver å sende til server samtidig. Svitsjen bufferer opp data som kommer inn på portene, og dersom begge portene sender til samme utport vil det bli litt forsinkelse på grunn av de ikke kan få tilgang til samme port samtidig.

Testene (test 1 og 5) hvor to SEM'er kommuniserer med en server samtidig øker grafene parallelt opptil 50 Mb/s med de testene hvor kun en SEM kommuniserer med server. Det viser hvor effektivt svitsjen håndterer og prosesserer datapakkene når det er flere noder som sender samtidig i nettet. Forsinkelsen øker lite selv om antall noder som sender samtidig øker.

Gjennomstrømningen for tester (1 og 5) hvor to SEM'er kommuniserer med en server vil ikke være høyere enn 60- 70 Mb/s. Årsaken er at to SEM'er må dele en båndbredde på 100 Mb/s og det gjør at hver av SEM'ene ikke vil kunne oppnå en gjennomstrømning på 90-100 Mb/s. Dermed kan en slå fast at flaskehalsen ligger i båndbredden til serveren og ikke i svitsjene. Dataraten mellom svitsjene er 1 Gb/s og det gir nok overføringskapasitet når to SEM'er kommuniserer med en server.

I testene 2, 3 og 4 hvor kun en SEM kommuniserer med server viser grafene en maksimal gjennomstrømning på 90 Mb/s. Årsaken til at en ikke kommer oppimot 100 Mb/s kan skyldes hode/haleinformasjon som er i kommunikasjonsprotokollene (Ethernet, TCP og IP). Det er cirka 5% hode/haleinformasjon i en pakke. Ethernet har 208 bit, IP og TCP har 192 bit hver, til sammen blir det 592 bit med overhead. En Ethernet pakke er på 12208 bit. I tillegg vil gjennomstrømningen gå noe ned som følge av retransmisjon av pakker. Datamaskinene som benyttes vil kunne oppleve å få overfylte buffer, og dermed vil noen av pakkene bli forkastet, og sendes pånytt. Datamaskinene som benyttes er Pentium 233 MHz med 64 MB minne, og det vil kunne begrense hvor hurtig den klarer å prosessere de mottatte pakkene. I tillegg vil nettkortene ha prosesseringstid som vil kunne påvirke ytelsen. Netpipe tester på applikasjonsnivå, det vil si over transportlaget i OSI-modellen. Derfor vil det nok være en del prosesseringstid som vil kunne gi utslag i gjennomstrømningen. For å begrense oppgavens omfang er det ikke gjort dypere analyse av hvorfor maksimal gjennomstrømninger er 90 Mb/s, men de nevnte punktene over vil nok være utslagsgivende for gjennomstrømningen.

Jitter er ikke tatt med i testene. Skal det gjøres test for jitter bør det vært flere noder i nettet som gir litt høyere trafikkbelastning enn det som er gjort i disse testene. Litt mer diskusjon rundt jitter og trafikkbelastning blir diskutert i neste kapittel.

#### 4.5.4 Oppsummering

Testene som er gjort viser at det introduseres ekstra forsinkelse ved lange fiberlinker (150 km), og det stemmer bra med teoretisk beregning.

En kunne se av testene at dersom to noder kommuniserte med en server var maksimal gjennomstrømning for SEM'ene 60-70 Mb/s, og det skyldes for liten båndbredde (100 Mb/s) i server. Dersom det kreves 80-90 Mb/s gjennomstrømning for hver SEM, og flere SEM'er skal kommunisere med en server bør det benyttes 1 Gb/s Ethernet-kort i serveren framfor 100 Mb/s. En bør være oppmerksom på at en server med 1 Gb/s nettkort må

ha stor nok prosessorkraft og minne for å kunne sende/motta data med slike hastigheter. Det var ikke mulig av praktiske årsaker å teste en slik konfigurasjon. Dersom det kun er en server i hovedkontrollsystemet, vil det kun kreve en svitsj i nettet. Serveren kobles da direkte til gigabitporten i svitsjen som SEM'ene er tilkoblet. Dersom det er flere servere som skal kommunisere med SEM'ene vil det kunne holde å ha 100 Mb/s til alle nodene (SEM og servere). Det må da taes høyde for at alle SEM'ene ikke overfører store data-mengder til en server samtidig, men fordeler trafikken mellom serverne. Dataraten mellom svitsjene vil fremdeles kreve 1 Gb/s

## Kapittel 5

# Diskusjon/videre arbeid

### 5.1 Diskusjon/videre arbeid

Problemstillingen i denne oppgaven var å finne en kommunikasjonsløsning for styring/kontroll av oljeproduksjon på havbunnen.

Avstand mellom styrings/kontrollsystem på land og havbunnsinstallasjonen kan komme over 200 km. Kommunikasjonen baserer seg på fiberoptikk. Kommunikasjonsprotokoll som skulle benyttes måtte være kjente standardprotokoller. Båndbredden mellom land og havbunnen kan være flere hundre Mb/s.

Etter analyse og gjennomgang av mulige kommunikasjonsprotokoller, ble Gigabit Ethernet valgt som kommunikasjonsprotokoll mellom land og havbunnen. For å unngå kollisjon av pakker i nettet, ble nodene koblet sammen ved hjelp av svitsjer.

Det fysiske laget til standard Gigabit Ethernet støtter ikke avstander over 200 km, derfor måtte det designes en transmisjonsløsning som gjorde det mulig å kommunisere på slike avstander.

Fra testresultatene i kapittel 4 går det fram at Gigabit linken kan være inntil 260 km når det benyttes både effekt- og forforsterker. For å minske utstyrsmengden på havbunnen, ble det gjort tester som baserte seg på et asymmetrisk transmisjonsnett. Det vil si optisk effekt- og forforsterker kun installert på land, se figur 4.1. Et asymmetrisk nett reduserer imidlertid lengden på linken når forsterkere kun plasseres på land. Avhengig om det benyttes effekt- eller forforsterker, vil linklengden ha en begrensning på henholdsvis 170 km og 180 km.

En mulig utvidelse av oppgaven kan være å undersøke nærmere om det er andre løsninger som kan gi en rekkevidde på over 200 km uten optiske forsterkere på havbunnen. En løsning kan være å gå ned på bithastigheten i overføringen, og benytte seg av flere fiberpar. En kan for eksempel gå ned til 100 Mb/s i overføringshastighet per fiberpar. Ved å gå ned 10 ganger i bitrate (elektrisk båndbredde reduseres tilsvarende) vil mottaker klare seg med kvadratroten av 10 mindre effekt, som tilsvarer 5 dB. Uttrykk som er benyttet for denne beregningen er BER-uttrykket som er for en optisk mottaker uten forforsterker under kapittel 2.6.3. Dette gjør at en kan øke lengden på linken 25 km dersom en antar 0.2 dB/km tap i fiberkabelen. Hver SEM eller brønnramme må da få et fiberpar hver som går direkte til en svitsj på land. En slik løsning kan eliminere bruken av optiske forsterkere på havbunnen, samtidig faller behovet for svitsj på havbunnen bort. Ulempen er fiberforbruket som øker betydelig på grunn av alle SEM'ene eller brønnrammene må ha et fiberpar hver. For å øke lengden ytterligere kan en se på mottakere som er av typen "avalanche photodiode (APD)" som kan bedre følsomhet (cirka 8 - 10 dB) enn standard fotodiode mottaker[Ramaswami & Sivarajan, 1998].

Det er gjort en enkel test som viser forsinkelse og gjennomstrømning for en node i nettet. På grunn av lite noder i testnettet vil en ikke få se hvordan forsinkelse og gjennomstrømning er når det er mange noder som sender data. Jitter (variasjon i forsinkelse) i nettet er ikke testet. Grunnen til det er utelatt er fordi antall noder i testnettet vil gi litt for dårlig grunnlag til å si noe om jitter. Derfor har det vært interessant å sette opp et testnett med flere noder i nettet, slik at testnettet blir mest mulig likt et reelt nett. En kan da teste nettet for jitter, forsinkelse og gjennomstrømning. En bør også øke linklengden fra 150 km til 260 km hver vei i et slikt oppsett. Det bør innhentes informasjon som gir et nærmere bilde av hvordan trafikken i et reelt nett er. Ut fra denne informasjonen vil en kunne få simulert en reell situasjon, og det vil gi en indikasjon om nettet må modifiseres. Kanskje må en del av pakkene få prioritet for å holde seg innenfor spesifikasjonene.

Det ble innledningsvis nevnt i oppgaven at pålitelighet eller stabilitet var viktig i et nett som skulle styre oljeproduksjon fra land. Av den grunn er det viktig å ha et sekundærsystem som overtar dersom primærnettet feiler. Det vil derfor vært interessant å finne en løsning som ruter om trafikken dersom primærnettet feiler som følge av brudd på linken til land. Kanskje bør svitsjene utstyres med doble optiske gigabit porter som gir redundante fiberlinker mellom land og havbunnen.

## Kapittel 6

# Konklusjon

### 6.1 Konklusjon

I denne oppgaven er det bygd opp og testet et nett basert på Gigabit Ethernet. I et svitsjet Gigabit Ethernet kan alle noder i nettet sende samtidig. Det gjør at det ikke er noe ventetidsforsinkelse for å få tilgang til nettet, noe som er viktig å få redusert når forplantingsforsinkelsen er stor. På grunn av lengden på linken ( $> 200$  km) ble løsningen å benytte optiske forsterkere på transmisjonslinken i tillegg til standard Gigabit Ethernet-utstyr.

For å teste om kvaliteten på signalet var god nok inn til mottaker ble det utført BER målinger ved forskjellige effektnivåer. Det ble utført bitfeil tester med fiberlengde 2 meter, 150 km og 270 km.

I testene (150 km og 270 km) der det ble benyttet forforsterker og/eller effektførsterker, viste måleresultatene seg å stemme bra med teoriberegningene gjort i kapittel 3. De plottede kurvene i figur 4.7 som viser måleresultatet er noe ujevn. Det kan nok skyldes usikkerheten i effektnivå målingene. I figur 4.7 er også den teoretiske kurven tegnet inn, og viser at de målte verdiene ikke avviker mye fra denne kurven. Avviket holder seg innenfor usikkerheten som er beregnet, med unntak av noen målepunkter. Ut fra testene går det frem at en bør ha et effektnivå på minst  $-42.5$  dBm inn på optisk forforsterker for å kunne motta datasignal med en BER på  $10^{-10}$ . Lengden på linken kan da være 260 km dersom en benytter effekt- og forforsterker, og 180 km dersom en kun bruker forforsterker.

I testoppsettene der det kun er benyttet effektførsterker kan en se at grafene til målingene har litt ujevnheter, og er nok et resultat av usikkerheten i effekt målingene. Sammen med målekurvene er også teoretisk tilpasset kurve tegnet inn i et plott, og en ser at målekurvene avviker lite fra den teoretiske kurven, maksimalt 0.4 dB avvik. Det ble gjort en test der lengden på fiberen ble redusert fra 150 km til 2 meter, men transponder og effektførsterker ble beholdt i oppsettet. Denne testen viser at dispersjon ikke gir noe målbar effektstraff ved 150 km, og det samsvarer med teoriberegningen i kapittel 3. Testene viser en må ha minimum  $-21.0$  dBm optisk effekt inn til mottaker dersom BER skal være bedre enn  $10^{-10}$ . Lengden på linken vil da kunne være 170 km når effektførsterker benyttes.

Test på forsinkelse og gjennomstrømning i nettet viser at ved lang linklengde (150 km) faller gjennomstrømning ved små pakkestørrelser og høy bitrate. Men det vil ikke gi noe negativt utslag for nodene ettersom nettet ikke er pollingbasert. Nettet tillater nodene å sende pakker kontinuerlig. Testen viser cirka 0.7 ms høyere forsinkelse ved 150 km link sammenlignet med 2 meter link. Det samsvarer med teoriberegninger som er gjort under kapittel 4.5.3.

Forsinkelse i svitsjen er liten dersom det er stor nok båndbredde på portene. Selv om en øker antall noder som sender samtidig øker forsinkelsen lite, og det viser hvor effektiv



nettet er. Det viste seg at gjennomstrømningen for hver node ikke oppnådde mer enn 60-70% av maksimal båndbredde, dersom to noder kommuniserte med en og samme node samtidig. Årsaken er at hver av nodene hadde 100 Mb/s båndbredde. For å oppnå høyere gjennomstrømning kan en øke båndbredden (fra 100 Mb/s til 1 Gb/s) til noden som er mest belastet.

Maksimal gjennomstrømning som ble målt i en node var 90 Mb/s. Årsaken til at en ikke kom opp mot 100 Mb/s er hode-/haleinformasjon i pakkene, samt at prosessorkraften i datamaskinene vil kunne begrense gjennomstrømningen.

## Appendiks A

# Gigabit Ethernet svitsj med fiberoptisk sender/mottaker

Foundry Networks ServerIronXL

### Technical and Physical Specifications

#### LOAD BALANCING

##### METHODS

Least connections  
Response time  
Response time + least connections  
Round robin  
Weighted distribution

#### LAYER 2 SWITCHING

##### CAPABILITIES

32,000 MAC addresses  
802.1d Spanning Tree Protocol  
802.1p prioritization  
Policy-based VLANs  
Port-based VLANs  
Layer 3 protocol VLANs  
Layer 3 protocol and subnet VLANs  
802.1q VLAN tagging

#### PROTOCOL SUPPORT

TCP  
UDP  
SSL  
FTP  
Telnet  
SMTP  
HTTP  
IMAP4  
LDAP  
NNTP  
POP3  
DNS  
BootP  
TFTP  
SNMP

#### STANDARDS

##### COMPLIANCE

802.3, 10BaseT  
802.3u 100BaseTX, 100BaseFX  
802.3z 1000BaseSX  
802.3z 1000BaseLX  
802.3x Flow Control  
802.1q VLAN Tagging  
802.1d Bridging  
802.3 Ethernet Like MIB  
Repeater MIB  
Ethernet Interface MIB  
SNMP V1  
SNMP MIB II

#### WARRANTY

1 year hardware  
90 days software  
Upgrades to higher levels available

#### MOUNTING OPTIONS

19" Universal EIA  
(telco) Rack  
Tabletop

Specifications subject to change without notice.

#### NETWORK MANAGEMENT

Integrated Command Line Interface  
Web-based GUI  
Telnet  
SNMP  
RMON  
HP OpenView for Sun Solaris, and  
Windows NT  
Standalone Windows NT

	SERVERIRONXL	SERVERIRONXL/G	SERVERIRON 400	SERVERIRON 800
Concurrent sessions	1,000,000	1,000,000	16,000,000	16,000,000
Throughput	2 Gbps	8 Gbps	24 Gbps	56 Gbps
Switching capacity	4.2 Gbps	32 Gbps	128 Gbps	256 Gbps
Packet forwarding rate (packets per second)	3,000,000 pps	12,000,000 pps	48,000,000 pps	84,000,000 pps
Number of Virtual IP addresses	Unlimited	Unlimited	Unlimited	Unlimited
Number of real servers	1,024	1,024	4,096	4,096
Number of 10/100 ports	24	N/A	72	168
Number of Gigabit ports	2	8	24	56
Total number of ports	26	8	72	168
Layer 3 switching capabilities	Supports servers on different subnets from that of Virtual IP address	Supports servers on different subnets from that of Virtual IP address	BGP4, OSPF, RIP V2	BGP4, OSPF, RIP V2
Physical dimensions	2.75" h x 7.5" w x 16.75" d (6.7cm x 44.5cm x 42.2cm)	2.75" h x 7.5" w x 16.75" d (6.7cm x 44.5cm x 42.2cm)	8.75" h x 17.5" w x 15" d (22.2 x 44.5 x 38.1 cm)	20.75" h x 7.5" w x 15.25" d (52.7 x 44.5 x 38.7 cm)
Weight	18 – 22 lbs (8 – 10 kg)	18 – 22 lbs (8 – 10 kg)	60 lbs fully loaded (29.9 kg)	117 lbs fully loaded (43.7 kg)
Power supply specifications	110v/220v auto-sensing	110v/220v auto-sensing	90 – 250 VAC, 5.5A, 50 – 60Hz per auto-sensing, auto-switching power supply	90 – 250 VAC, 5.5A, 50 – 60Hz per auto-sensing, auto-switching power supply



#### FOUNDRY NETWORKS

2100 Gold Street • P.O. Box 649100 • San Jose, CA 95164-9100 • Tel 408.586.1700 • Fax 408.586.1900 www.foundrynetworks.com



**Agilent Technologies**  
Innovating the HP Way

---

## 1 x 9 Fiber Optic Transceivers for Gigabit Ethernet

### Technical Data

**HFBR-53D5 Family,  
850 nm VCSEL  
HFCT-53D5 Family,  
1300 nm FP Laser**

---

#### Features

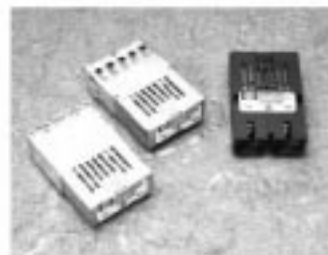
- Compliant with Specifications for IEEE- 802.3z Gigabit Ethernet
- Industry Standard Mezzanine Height 1 x 9 Package Style with Integral Duplex SC Connector
- Performance  
HFBR-53D5:  
220 m with 62.5/125  $\mu$ m MMF  
500 m with 50/125  $\mu$ m MMF  
HFCT-53D5:  
550 m with 62.5/125  $\mu$ m MMF  
550 m with 50/125  $\mu$ m MMF  
10 km with 9/125 SMF
- IEC 60825-1 Class 1/CDRH Class I Laser Eye Safe
- Single +5 V Power Supply Operation with PECL Logic Interfaces
- Wave Solder and Aqueous Wash Process Compatible

#### Applications

- Switch to Switch Interface
- Switched Backbone Applications
- High Speed Interface for File Servers
- High Performance Desktops

#### Related Products

- Physical Layer ICs Available for Optical or Copper Interface (HDMP-1636A/1646A)
- Versions of this Transceiver Module Also Available for Fibre Channel (HFBR/HFCT-53D3)
- Gigabit Interface Converters (GBIC) for Gigabit Ethernet (CX, SX, LX)



Agilent Headquarters  
395 Page Mill Rd  
P.O Box #10395  
Palo Alto, CA 94303  
USA

## HFCT-53D5 Family, 1300 nm FP-Laser Transmitter Optical Characteristics

(T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C, V<sub>CC</sub> = 4.75 V to 5.25 V)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Reference
Output Optical Power 9 μm SMF	P <sub>OUT</sub>	-9.5		-3	dBm	1
62.5 μm MMF		-11.5		-3	dBm	1
50 μm MMF		-11.5		-3	dBm	1
Optical Extinction Ratio		9			dB	2
Center Wavelength	λ <sub>C</sub>	1285		1343	nm	
Spectral Width – rms	σ			2.8	nm rms	
Optical Rise/Fall Time	t <sub>r</sub> /t <sub>f</sub>			0.26	ns	3, 4, Fig. 1
RIN <sub>12</sub>				-120	dB/Hz	
Total Transmitter Jitter Added at TP2				227	ps	5

## Receiver Optical Characteristics

(T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C, V<sub>CC</sub> = 4.75 V to 5.25 V)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Reference
Input Optical Power	P <sub>IN</sub>	-20		-3	dBm avg.	6
Stressed Receiver Sensitivity				-14.4	dBm avg.	7
Stressed Receiver Eye Opening at TP4		201			ps	5, 8
Receive Electrical 3 dB Upper Cutoff Frequency				1500	MHz	9
Operating Center Wavelength	λ <sub>C</sub>	1270		1355	nm	
Return Loss		12			dB	10
Signal Detect – Asserted	P <sub>A</sub>			-20	dBm avg.	
Signal Detect – Deasserted	P <sub>D</sub>	-30			dBm avg.	
Signal Detect – Hysteresis	P <sub>A</sub> – P <sub>D</sub>	1.5			dB	

### Notes:

1. The maximum Optical Output Power complies with the IEEE 802.3z specification, and is class 1 laser eye safe.
2. Optical Extinction Ratio is defined as the ratio of the average output optical power of the transmitter in the high ("1") state to the low ("0") state. The transmitter is driven with a Gigabit Ethernet 1250 MBd 8B/10B encoded serial data pattern. This Optical Extinction Ratio is expressed in decibels (dB) by the relationship  $10\log(P_{\text{high avg}}/P_{\text{low avg}})$ .
3. These are unfiltered 20-80% values.
4. Laser transmitter pulse response characteristics are specified by an eye diagram (Figure 2). The characteristics include rise time, fall time, pulse overshoot, pulse undershoot, and ringing, all of which are controlled to prevent excessive degradation of the receiver sensitivity. These parameters are specified by the referenced Gigabit Ethernet eye diagram using the required filter. The output optical waveform complies with the requirements of the eye mask discussed in section 38.6.5 and Fig. 38-2 of IEEE 802.3z.
5. TP refers to the compliance point specified in 802.3z, section 38.2.1.
6. The receive sensitivity is measured using a worst case extinction ratio penalty while sampling at the center of the eye.
7. The stressed receiver sensitivity is measured using the conformance test signal defined in 802.3z, section 38.6.11. The conformance test signal is conditioned by applying deterministic jitter and intersymbol interference.
8. The stressed receiver jitter is measured using the conformance test signal defined in 802.3z, section 38.6.11 and set to an average optical power 0.5 dB greater than the specified stressed receive sensitivity.
9. The 3 dB electrical bandwidth of the receiver is measured using the technique outlined in 802.3z, section 38.6.12.
10. Return loss is defined as the minimum attenuation (dB) of received optical power for energy reflected back into the optical fiber.

## Results

### Characterization of HFCT-53D5 devices at 4.75 V and 5.25 V and 0°C, +25°C and +70°C

Table 1 reports results from the extreme single point and mean measurements against the Product Specification over the supply range voltages (4.75 V and 5.25 V) and operating temperature range (0°C, +25°C and +70°C).

These results demonstrate that the HFCT-53D5 remains within the product specification at the extreme supply voltages over the operating temperature range.

Appendix A contains a more complete set of data featuring results taken for each parameter at all the possible combinations of voltage and temperature.

### Main Characterization of HFCT-53D5 devices at 5.0 V and 0°C, +25°C and +70°C

Table 2 reports the extreme single point and mean measurements against the Product Specification at 5.0 V and the operating temperature range (0°C, +25°C and +70°C). These results demonstrate that all the devices meet the

requirements of the Product Specification. Appendix B contains a more complete set of data featuring results taken for each parameter. Results of each specific measurement are held on file at Agilent.

**Table 1. HFCT-53D5 Maximum, minimum and mean measured parameters at V<sub>CC</sub> = 4.75 V and 5.25 V over the operating temperature range compared to product specification limits**

Parameter	Units	Measured 10 Devices			Product Specification		
		Mean	Minimum	Maximum	Minimum	Typical	Maximum
Tx Supply Current	mA	58	43	89			130
Output Power	dBm	-7.02	-8.05	-5.76	-9.5		-3
Extinction Ratio	x:1	23	13	32	8		
Eye Mask	HITS	0	0	0	0	0	0
Wavelength	nm	1315.76	1300.32	1334.55	1285		1343
Spectral Width	nm	1.51	1.08	1.95			2.8
Rx Supply Current	mA	114	106	123		100	130
Sensitivity	dBm	-24.3	-25.1	-23.1			-20.47*
Signal Detect Threshold	dBm	-26.3	-27.1	-23.2	-30		-20
Signal Detect High Level	V	-0.95	-0.98	-0.87	-1.045		-0.74
Signal Detect Low Level	V	-1.91	-1.94	-1.86	-1.95		-1.62
Signal Detect Hysteresis	dB	2.9	2.7	3.1	0.5		4
Rise Time	ps	406	391	423	200		510
Fall Time	ps	424	401	483	200		510
Maximum Input	dBm	-2.1	-2.6	-1.6	-3		

\* Assuming Receiver Sensitivity measured with a source having an Extinction Ratio of 20:1 and a 1E-12 BER. Limit inset by 0.47 dB for measurements made at 1E-10 BER.

**Table 2. HFCT-53D5 Maximum, minimum and mean measured parameters at  $V_{CC} = 5.0$  V over the operating temperature range compared to product specification limits**

Parameter	Units	Measured 21 Devices			Product Specification		
		Mean	Minimum	Maximum	Minimum	Typical	Maximum
Tx Supply Current	mA	58	45	87			130
Output Power	dBm	-7.02	-8.03	-5.76	-9.5		-3
Extinction Ratio	x:1	23	13	32	8		
Eye Mask	HITS	0	0	0	0	0	0
Wavelength	nm	1315.80	1300.36	1334.52	1285		1343
Spectral Width	nm	1.52	1.24	1.94			2.8
Rx Supply Current	mA	115	111	119		100	130
Sensitivity	dBm	-24.3	-24.8	-23.5			-20.47*
Signal Detect Threshold	dBm	-26.3	-27	-23.3	-30		-20
Signal Detect High Level	V	-0.79	-0.83	-0.73	-1.045		-0.74
Signal Detect Low Level	V	-1.74	-1.79	-1.69	-1.95		-1.62
Signal Detect Hysteresis	dB	2.9	2.7	3.1	0.5		4
Rise Time	ps	407	389	424	200		510
Fall Time	ps	424	402	482	200		510
Maximum Input	dBm	-1.9	-2.6	-2.1	-3		

\* Assuming Receiver Sensitivity measured with a source having an Extinction Ratio of 20:1 and a 1E-12 BER. Limit inset by 0.47 dB for measurements made at 1E-10 BER.

#### Eye Diagram

A typical output eye diagram for a HFCT-53D5 at 0°C, +25°C and +70°C is displayed in Figure 2. The eye mask, with a 10% margin added, was measured through a filter and is compliant with Bellcore TR-NWT-000253 & ITU recommendation G.957.

#### Conformance Testing

Table 3 reports the results from the IEEE802.3z conformance testing requirements at +25°C nominal voltage.

#### Conclusions

The HFCT-53D5 family of transceivers characterization was completed and showed that all the critical parameters met the Product Specification. The HFCT-53D5 is also fully compliant, with significant margins, against the IEEE802.3 conformance testing requirements.

**Table 3.**

Parameter	Units	Results			Specification Limits	
		Mean	Min.	Max.	Min.	Max.
Receiver Bandwidth	GHz	900	800	1.15		1.5
Stressed Receiver Sensitivity	dBm	-21.3	-20.2	-22.0		-14.4
Transmitter Contributed Jitter	ps	94	69	132		227
Receiver Eye Opening	ps	415	377	466	201	



## Appendiks B

# Optisk svekkeledd

**ADVANTEST**  
ADVANTEST CORPORATION

## Q8182 Optical Attenuator

System Attenuator With High Setting Resolution and Wide Attenuation Range



### Q8182 Optical Attenuator

- Wide attenuation range: 60dB
- High setting resolution: 0.01dB
- Wide wavelength range: 1.1 to 1.6  $\mu$ m
- GPIB provided as standard.

The Q8182 is an optical attenuator providing a wide 60-dB range of settable attenuation in 0.01-dB steps. It has a GPIB capability, making it a good choice for automated measurement systems, and is ideal for such applications as bit error rate testing of optical communications systems.

Manual setting is simplified by easy-to-use up/down switches for each digit and all digits are ganged so that they carry and borrow, enabling one switch to be pressed continuously without "jump-back" of the set value. The Q8182 is calibrated accurately at 1.3 and 1.55  $\mu$ m, and automatic attenuation calibration over the range 1.1 to 1.6  $\mu$ m with high accuracy is as simple as setting the wavelength.

### Q8182 Optical Attenuator Specifications

Wavelength range: 1100 to 1600 nm  
Applicable connector types: FC  
Optical fiber used: Single mode (10/125  $\mu$ m)  
Maximum attenuation: 60dB  
Crosstalk:  $\sim$ 70dB (at off range)  
Maximum setting resolution: 0.01dB  
Attenuation linearity:  $\pm$ 0.5dB or better  
Switching repeatability:  
     $\pm$ 0.02dB or better (set attenuation < 50dB)  
     $\pm$ 0.1dB or better (set attenuation > 50dB)  
Insertion loss: 3dB or better  
Switching response time: 500ms or better  
GPIB: Standard integral GPIB functions enable remote operation  
Operating environment:  
    Temperature 0 to 50°C  
    Humidity 85% or less

Storage temperature:  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$

Power requirements: Specified at time of ordering

Option No.	Standard	32	43	44
Line voltage (V)	80 to 110	100 to 132	198 to 242	200 to 250

40 to 60Hz

Power consumption: 50VA or less

Dimensions: Approx. 240(W)  $\times$  132(D)  $\times$  316(H)mm

Weight: 7kg or less

Advantest Corporation  
Shinjuku-NS Building, Nishi-Shinjuku 2-chome,  
Shinjuku-ku, Tokyo 163  
Japan





## Appendiks C

# Optisk filter

Modell: TB9226

### General Information and Specifications

---

#### General Information

This manual for the TB9 Series Optical Grating Filter contains complete operating instructions. The inspection report and a description of any customer-requested information are found in the **Customized Features and Test Data** section.

The TB9 grating filters are designed for high performance laboratory and production testing of single-mode fiber based components and subsystems. Single and double pass grating configurations are available to provide high rejection and narrow bandwidth. Optical performance is optimized in the 1530 to 1570 nm window, but the filter can be controlled over the wavelength range of 1460 to 1575 nm. Four standard models are available with different bandwidths and optical performance.

The TB9 grating filter contains a lens that collimates light from the input fiber. A diffraction grating reflects collimated light back through the lens. This filtered light is then focused into the output fiber.

The angle of the diffraction grating is controlled by a stepper motor that is driven by the microprocessor of the TB9 grating filter. On power-up, the microprocessor positions the angle of the grating to 1525 nm or to 1460 nm for extended-range models. Each time a wavelength command is entered, the microprocessor determines how many steps this wavelength is from the reference position and moves the diffraction grating to the required angle.

#### Optics

The optics of the TB9 grating filter are bidirectional, so either fiber port can be used as the input. If an optional coupler or switch has been installed, ensure that the connections to these are appropriate.

#### Applications

- spontaneous emission suppression
- tunable laser-based testing
- erbium doped fiber amplifier (EDFA) testing
- wavelength division multiplexer (WDM) and dense WDM (DWDM) component testing

#### Features

- grating-based optical filter
- FWHM as low as 0.25 nm
- high rejection
- single-mode fiber in and out
- IEEE 488 parallel interface and RS232C serial interface

#### Standard Accessories

- AC power cord
- rack-mount kit
- user's manual

## Specifications

The following optical specifications describe the warranted characteristics of the TB9 Series Optical Grating Filter. Supplementary specifications describe the typical non-warranted performance of the instrument.

### Optical Specifications (1530 to 1570 nm)

Parameter	TB9226	TB9166	TB9223	TB9126
-3 dB bandwidth ( $\pm 15\%$ )	0.25 nm	0.3 nm	0.6 nm	0.7 nm
-20 dB bandwidth ( $\pm 15\%$ )	0.7 nm	0.8 nm	1.5 nm	1.6 nm
Insertion loss	$\leq 6.0$ dB	$\leq 4.0$ dB	$\leq 5.5$ dB	$\leq 3.0$ dB
Polarization dependent loss	$\leq 0.2$ dB	$\leq 0.6$ dB	$\leq 0.2$ dB	$\leq 0.6$ dB
Resolution	0.01 nm	0.01 nm	0.02 nm	0.01 nm
Return loss	$> 45$ dB			
Repeatability	0.05 nm			
Accuracy	0.2 nm			

### Other Specifications

<b>Electrical</b>	
Tuning range	1460 to 1575 nm
Input voltage	100 V AC to 240 V AC, 50 to 60 Hz
Power consumption	80 VA maximum
<b>Physical</b>	
Weight	4 kg
Dimensions (WxHxD) 19 in (48.26 cm) rack-mount	21.2 cm x 8.9 cm x 35.5 cm 2U high, 1/2 rack width
<b>Environmental</b>	
Storage temperature	0 °C to 50 °C
Operating temperature	10 °C to 40 °C
Humidity	95% R.H. up to 40 °C, decreasing at 5% per °C from 40 °C to 50 °C

JDS FITEL Inc.

ENG-FM-0051

Page 1 of 1

Rev. D

**TB9 INSPECTION REPORT**

**MODEL:** TB9226-FA

**SERIAL NUMBER:** LC049792

WAVELENGTH(nm)	INSERTION LOSS(db)
1481	7.60
1525	5.16
1530	4.89
1535	4.57
1540	4.36
1545	4.17
1550	3.90
1555	3.70
1560	3.66
1565	3.50
1570	3.50
1575	3.55

<b>-3db BANDWIDTH</b>	0.252 nm
<b>-20 db BANDWIDTH</b>	0.654 nm
<b>FIBER TYPE</b>	Corning SMF-28
<b>CONNECTORS</b>	FC/APC
<b>Computer Remote Interface Test (RS232 and IEEE 488)</b>	Pass

Technician: R Summery Date: APRIL 22, 1999



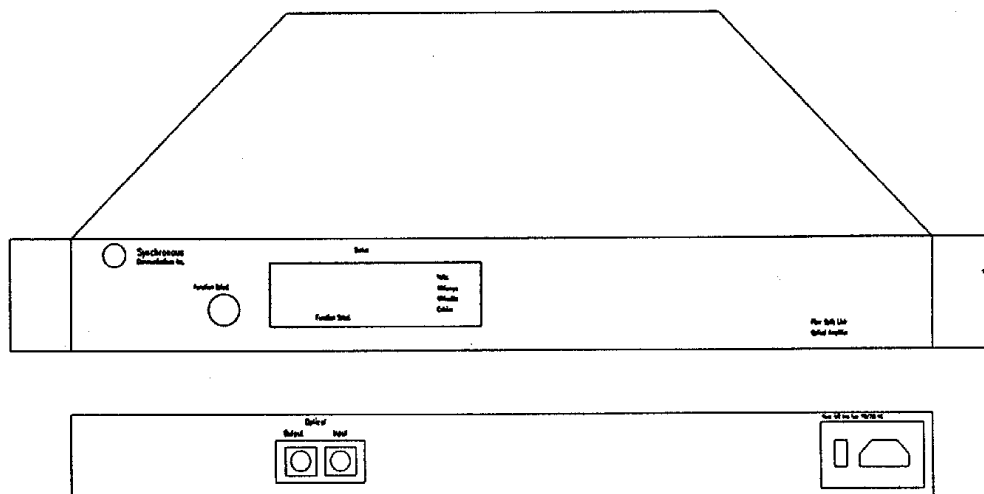
## Appendiks D

# Optisk forsterker

## Overview

### Introduction

The EDFA-1550 is a high quality product that employs the most powerful and reliable pump lasers available today to deliver a performance that is unsurpassed. When it is combined with a good quality 1550 nm transmitter (like an EMS-1550), the combination can be used to replace up to 15 laser transmitters without paying any noticeable penalty in quality. It has a Noise Figure that approaches the theoretical figure resulting in a system which is almost entirely by the transmitter. The high output power makes it possible to handle systems with large power budgets, either from long spans or from a large number of splits.



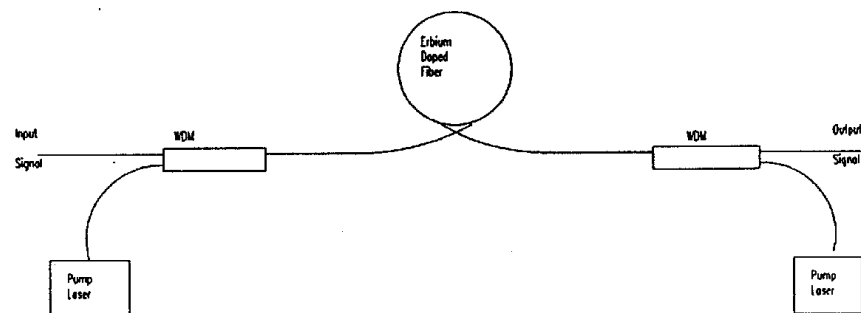
Synchronous, Inc  
55 Las Colinas Lane  
San Jose, CA 95119  
USA

## Physical Description

The EDFA 1550 is 1.75 inches high, 17 inches wide and 17 inches deep. It fits into a 19 inch rack with mounting ears supplied. All input and output connections are located on the rear panel. All displays are on the front panel.

## Functional Description

The EDFA 1550 amplifies the optical power of lasers in the wavelength region of 1530 - 1560 nm utilizing the energy from pump lasers. The conversion process takes place entirely in the optical domain and is hence totally insensitive to the modulation format or the RF frequency. The only active elements in the EDFA 1550 are the pump laser(s). The EDFA 1550 also has a very high quality isolator at the output to prevent back reflections from degrading the signal. A microprocessor monitors the status of the EDFA constantly and displays it on the front panel.



### Technical Specifications for 13 dBm Amplifier<sup>1</sup>:

	Min	Typ	Max
Output Power at 2 mW Input	20 mW	21 mW	-
Wavelength of AM Input Source	1530	-	1560
Gain Variation	-	0.2 dB	0.3 dB
Noise Figure	-	3.3 dB	4.0 dB
Operating Temperature	10 C	20 C	40 C
Pump Leakage	-	-30 dBm	-20 dBm

<sup>1</sup>The Specifications specified are valid under the following conditions:

- 1) The input optical power should be at least +3 dBm to attain the specified output power.
- 2) The gain flatness will be attained only with an input signal of +3 dBm and a source wavelength within the specified range.
- 3) The Noise Figure quoted will be attained only with an input signal more than -6 dBm.
- 4) The pump leakage value will be valid for input signals of more than 0 dBm.





### 1.7.5.2 Booster : Small-signal gain and output saturation power

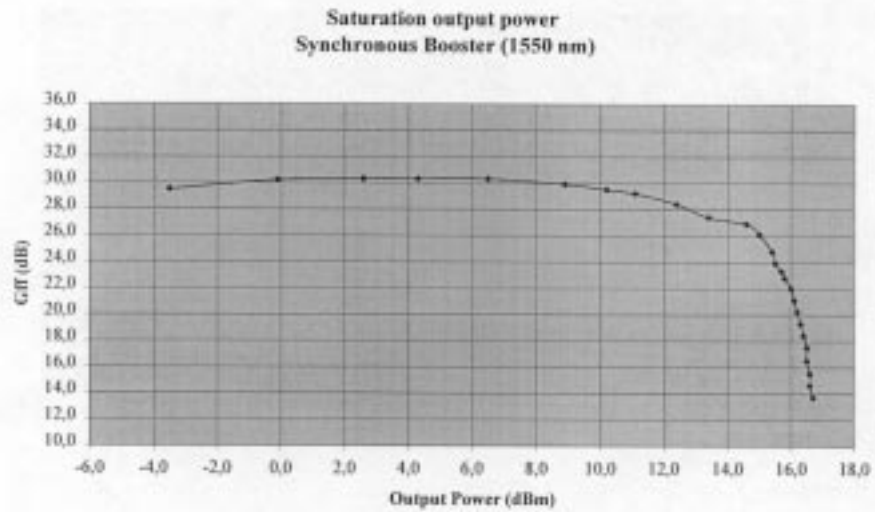


Figure 23.

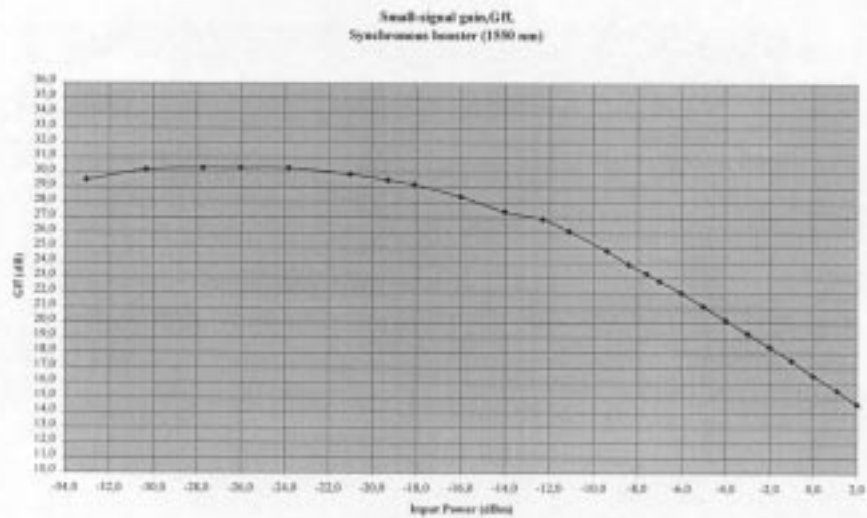


Figure 24.

### 1.7.5.3 Preamplifier: Small-signal gain and output saturation power

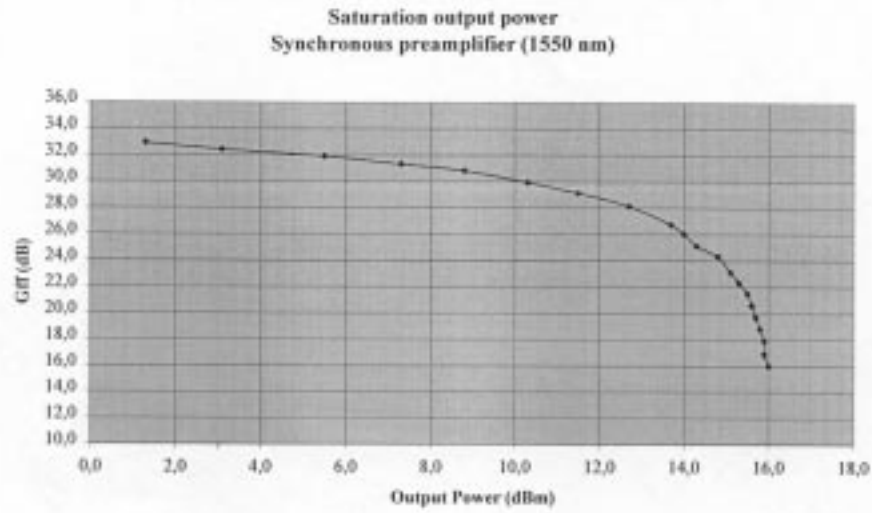


Figure 25.

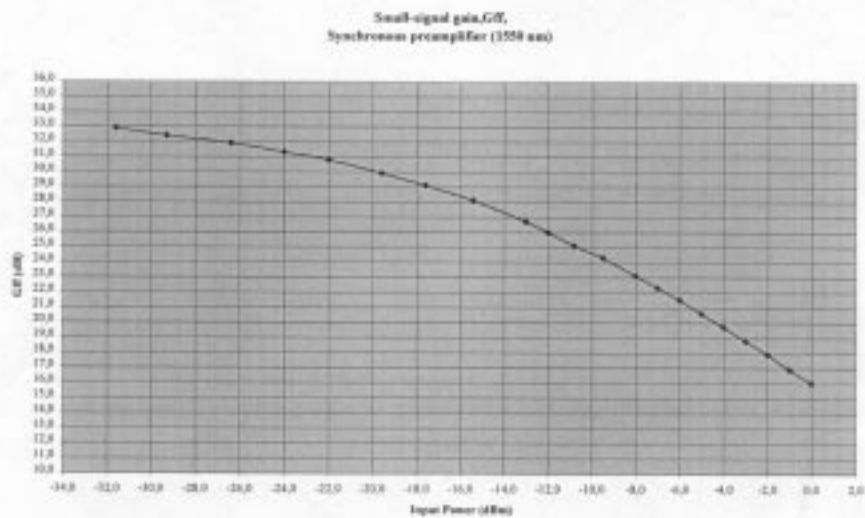


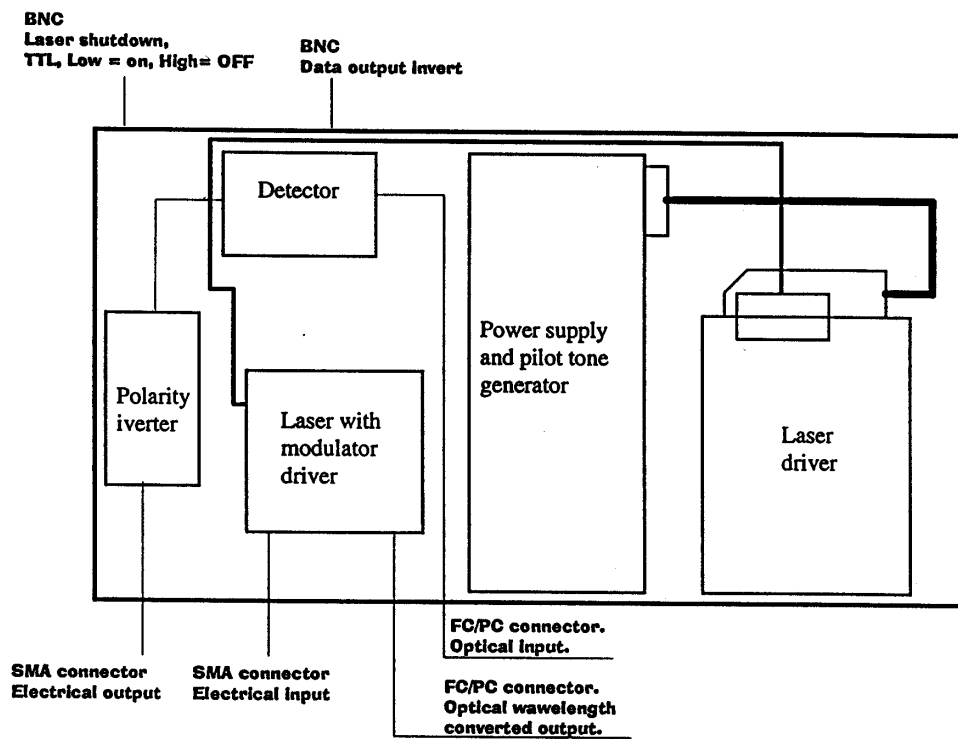
Figure 26.

## Appendiks E

# Transponder

### Transponder: Technical documentation.

#### Transponder layout



Telenor FoU  
2027 Kjeller

## Specifications of performance of optical interfaces for OPEN field trials

A. Jourdan (29/07/96)

### 1 Transmitter

Specifications of wavelength-selected transmitters are essential to the success of the field trials, since these transmitters will provide the input signals to the optical systems deployed in the field, and their performance will impact on the performance of the optical systems (especially the wavelength converters). These specifications are valid for the transmitters only, not including the optical multiplexer.

Parameter	Specification	Unit
Maximum output power	> -4	dBm (under modulation)
Minimum output power adjustable range (1)	-4/-9	dBm (under modulation)
Bit Rate	STM 16	
Minimum extinction ratio	10	dB
Maximum waveform distortion (over/undershoots)	20	%
Maximum Rise/fall times	200	ps (10/90%)
Maximum jitter	50	ps (peak-to-peak)
Minimum chromatic dispersion tolerance	4000	ps/nm (for 1 dB penalty @ 10 <sup>-10</sup> BER)
Wavelength	1546.12; 1549.32; 1552.52; 1555.75; 1558.98	nm
Wavelength accuracy	± 0.05	nm
Minimum side-mode suppression ratio	30	dB
Operating temperature/humidity range (2)	5/55 5/85	°C (case temperature) %
Wavelength shift over environmental variations	± 0.1	nm

(1) This range may be obtained by using external attenuators. This will allow to perform preequalisation of the transmission links.

(2) The upper temperature limit, higher than the system specified 40 °C comes from heat dissipation requirements in the racks.

# Datablad for Mitsubishi laser som er i transponder [Telenor FoU]

TZ7-96-579(3/5)

## 3. Optical and Electrical characteristics (T<sub>id</sub>=25°C, T<sub>c</sub>= -20~65°C, unless otherwise noted)

Items	Symbols	Conditions	min.	typ.	max.	Units
Threshold current	I <sub>th</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V	-	20	40	mA
Operating current	I <sub>op</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V	-	-	120	mA
Operating voltage	V <sub>op</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	-	-	1.7	V
Optical output power from fiber end	P <sub>f</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	1	1.5	-	mW
Modulator drive voltage	V <sub>mod</sub>	NOTE(1)	-	-	3	V
Light-emission central wavelength NOTE(3)	λ 1a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 1-0.5	λ 1	λ 1+0.5	nm
	λ 2a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 2-0.5	λ 2	λ 2+0.5	nm
	λ 3a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 3-0.5	λ 3	λ 3+0.5	nm
	λ 4a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 4-0.5	λ 4	λ 4+0.5	nm
	λ 5a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 5-0.5	λ 5	λ 5+0.5	nm
	λ 6a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 6-0.5	λ 6	λ 6+0.5	nm
	λ 7a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 7-0.5	λ 7	λ 7+0.5	nm
	λ 8a	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	λ 8-0.5	λ 8	λ 8+0.5	nm
Side mode suppression ratio	S <sub>r</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	30	-	-	dB
Spectral width	Δλ	NOTE(1)	-	0.1	0.3	nm
Cut off frequency	f <sub>c</sub>	V <sub>EA</sub> =-1V, I <sub>op</sub>	3.5	-	-	GHz
Rise and Fall time	t <sub>RF</sub>	NOTE(1), 10-90%	-	-	120	ps
Relative intensity noise	RIN	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	-	-	-130	dB/Hz
RF return loss	S <sub>11</sub>	V <sub>EA</sub> =-1V, I <sub>op</sub> , f=3GHz	8	-	-	dB
Tracking error	E <sub>r</sub>	T <sub>c</sub> = -20~65°C	-	-	0.5	dB
Power density	-	NOTE(2)	-	-	1.5	dB
Monitor current	I <sub>mon</sub>	CW, V <sub>EA</sub> =0V, I <sub>op</sub>	0.1	-	-	mA
Dark current(PD)	I <sub>d</sub>	V <sub>rd</sub> =5V	-	-	0.1	μA
Capacitance(PD)	C <sub>i</sub>	V <sub>rd</sub> =5V	-	-	10	pF
Input impedance	Z <sub>in</sub>	-	-	60	-	Ω

NOTE(1): 2.48832Gb/s PRBS2<sup>23</sup>-1, I<sub>op</sub>, extinction ratio=10dB

NOTE(2): 2.48832Gb/s PRBS2<sup>23</sup>-1, I<sub>op</sub>, extinction ratio=10dB, dispersion=3300ps/nm(fiber 200km)

NOTE(3): Wavelength tuning is possible by changing chip temperature between T<sub>id</sub>=20 ~30°C.

Wavelength(@T<sub>id</sub>=25 °C): λ 1=1549.8nm, λ 2=1551.4nm, λ 3=1553.0nm, λ 4=1554.8nm,  
λ 5=1556.2nm, λ 6=1558.8nm, λ 7=1559.4nm, λ 8=1561.0nm



# Appendiks F

## Optisk effektmeter

Modell: PM32H

KD Optics Ltd, New Forest Farm, Walshford, North Yorkshire LS22 5JJ, UK  
Tel +44 ( 0 ) 1937 587003, Fax +44 ( 0 ) 1937 587002, e-mail [kdsales@kdoptics.com](mailto:kdsales@kdoptics.com)



PM30 Series Power meter specifications

	PM30	PM30H	PM31	PM32	PM32H
Range Selection	Auto	Auto	Auto and Range Hold	Auto	Auto
Sensor Type	Germanium	Germanium	InGaAs	Germanium	Germanium
Analogue Output	-	-	0 to 1V DC	-	-
Measurement Range	+10 to -70dBm	+20 to -60dBm	+10 to -70dBm	+10 to -70dBm	+20 to -60dBm
dBrel	Auto	Auto	Auto	Auto / Manual	Auto / Manual
Wavelength	1310nm and 1550nm standard, 12 other wavelengths may be factory programmed				
Measurement Accuracy	± 5% at -23dBm, 20°C				
Display	4 Digit Custom, displays dBm, dB, Watts, wavelength, OR, UR, LO Batt, Auto off.				
Resolution	0.01dBm				
Optical Connector	Adapter caps for FC/PC, ST, SC, Diamond etc.				
Power requirements	Rechargeable NiMH using external charger (supplied)				
Temperature range	0 - 50°C				
Dimensions	152 x 83 x 33mm				





## Appendiks G

# Programkode

**Uthevet skrift viser modifikasjonene i programmene.  
Her er klient programmet for UDP:**

```
/* fpont 12/99 */
/* pont.net */
/* udpClient.c */

#include <sys/types.h>
#include <sys/socket.h>
#include <netinet/in.h>
#include <arpa/inet.h>
#include <netdb.h>
#include <stdio.h>
#include <unistd.h>
#include <string.h> /* memset() */
#include <sys/time.h> /* select() */

#define REMOTE_SERVER_PORT 1500
#define MAX_MSG 100

int main(int argc, char *argv[]) {
    static struct timeval timeout = {0,500000000}; /*Half second*/
    int sd, rc, i, j, k, l, m, n, o, p, q, x, r, s, index;
    char packet_num;
    struct sockaddr_in cliAddr, remoteServAddr;
    struct hostent *h;
    unsigned char buff[1500];

    /* check command line args */

    if(argc<3) {
        printf("usage : %s <server> <data1> ... <dataN> \n", argv[0]);
        exit(1);
    }

    /* get server IP address (no check if input is IP address or DNS name */
    h = gethostbyname(argv[1]);
    if(h==NULL) {
```

```

printf(“%s: unknown host ‘%s’ \n”, argv[0], argv[1]);
exit(1);
}

printf(“%s: sending data to ‘%s’ (IP : %s) \n”, argv[0], h->h_name,
inet_ntoa(*(struct in_addr *)h->h_addr_list[0]));
remoteServAddr.sin_family = h->h_addrtype;
memcpy((char *) &remoteServAddr.sin_addr.s_addr,
h->h_addr_list[0], h->h_length);
remoteServAddr.sin_port = htons(REMOTE_SERVER_PORT);

/* socket creation */
sd = socket(AF_INET,SOCK_DGRAM,0);
if(sd<0) {

    printf(“%s: cannot open socket \n”,argv[0]);

    exit(1);

}
/* bind any port */
cliAddr.sin_family = AF_INET;
cliAddr.sin_addr.s_addr = htonl(INADDR_ANY);
cliAddr.sin_port = htons(0);
rc = bind(sd, (struct sockaddr *) &cliAddr, sizeof(cliAddr));
if(rc<0) {
    printf(“%s: cannot bind port\n”, argv[0]);
    exit(1);
}

/* send data */
/*Legger inn 14 foerste bytes, tilfeldig karakter*/
for(index=0;index<14;index++){
    buff[index]='q';
    printf(“I bufferet er naa foer for lokke og index telling: %s\n”,buff);
    printf(“Her er index: %d\n”,index);
}

for(i=0;i<6;i++){

    printf(“Antall karakterer i bufferet er naa: %d\n”,strlen(buff));
    printf(“Her er index: %d\n”,index);
    for(j=33;j<256;j++)
    {

        /*Legger inn alle ascii verdiene i bufferet*/
        buff[index]=j;
    }
}

```

```

index++;
    }
}

printf("index er: %d\n",index);
buff[index]='\0';


printf("Her er innhold i hele bufferet: %s\n",buff);
printf("Antall karakterer i bufferet er naa: %d\n",strlen(buff));
m=0;
o=0;

/*For sekvens nummerering*/
packet_num='0';
while(o<150000)
{
    for(i=0;i<1;i++) {
rc = sendto(sd, buff, strlen(buff)+1, 0, (struct sockaddr *) &remoteServAddr,
sizeof(remoteServAddr));

        if(rc<0) {
            printf("%s: cannot send data %d \n",argv[0],i-1);
            close(sd);
            exit(1);
        }
        m++;
    }
    /*Pause sloyfe mellom to intervaller*/
    for(n=0;n<5000;n++){
        j=0;

        for(l=0;l<5;l++){
rc = sendto(sd,buff, strlen(buff)+1, 0, (struct sockaddr *) &remoteServAddr,
sizeof(remoteServAddr));
            if(rc<0) {
                printf("%s: cannot send data %d \n",argv[0],i-1);
                close(sd);
                exit(1);
            }
            m++;
        }
    }
    /*Pause sloyfe mellom to intervaller*/
    for(n=0;n<5000;n++){
        o++;
    }
}

```

```

    }
    printf("Har sendt %d antall pakker\n",m);
    return 1;
}

```

### Tjener programmet for UDP:

```

/* fpont 12/99 */
/* pont.net */
/* udpServer.c */

```

```

#include <sys/types.h>
#include <sys/socket.h>
#include <netinet/in.h>
#include <arpa/inet.h>
#include <netdb.h>
#include <stdio.h>
#include <unistd.h> /* close() */
#include <string.h> /* memset() */
#define LOCAL_SERVER_PORT 15000
#define MAX_MSG 1500

int main(int argc, char *argv[]) {
    int sd, rc, n, cliLen, runder;
    struct sockaddr_in cliAddr, servAddr;
    char msg[MAX_MSG];

    /* socket creation */
    sd=socket(AF_INET, SOCK_DGRAM, 0);
    if(sd<0) {
        printf("%s: cannot open socket \n",argv[0]);
        exit(1);
    }

    /* bind local server port */
    servAddr.sin_family = AF_INET;
    servAddr.sin_addr.s_addr = htonl(INADDR_ANY);
    servAddr.sin_port = htons(LOCAL_SERVER_PORT);
    rc = bind (sd, (struct sockaddr *) &servAddr,sizeof(servAddr));
    if(rc<0) {
        printf("%s: cannot bind port number %d \n",
            argv[0], LOCAL_SERVER_PORT);
        exit(1);
    }
    printf("%s: waiting for data on port UDP %u\n", argv[0],LOCAL_SERVER_PORT);
    runder=0;

```

```

/* server infinite loop */
/* init buffer */
memset(msg,0x0,MAX_MSG);

/* receive message */
cliLen = sizeof(cliAddr);
while(1){
n = recvfrom(sd, msg, MAX_MSG, 0, (struct sockaddr *) &cliAddr, &cliLen);
}
while(runder<1) {
/* init buffer */
memset(msg,0x0,MAX_MSG);
/* receive message */
cliLen = sizeof(cliAddr);
n = recvfrom(sd, msg, MAX_MSG, 0, (struct sockaddr *) &cliAddr, &cliLen);
if(n<0) {
printf(“%s: cannot receive data \n”,argv[0]);
continue;
}
} /* end of server infinite loop */
printf(“Har mottatt 10000 pakker\n”);

return 0;
}

```



## Appendiks H

### Webgrensesnitt i svitsj

Clear	Stop Polling	Change Polling Interval						
Port Statistic - Polling Interval 30 sec								
Port	Total Pkts		Collision		Error			
	Rx	Tx	Rx	Tx	Align	FCS	Giant	Short
1	204	238	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0
9	5	67	0	0	0	0	0	0
10	67	5	0	0	0	0	0	0
Port	Total Pkts		Collision		Error			
	Rx	Tx	Rx	Tx	Align	FCS	Giant	Short
Up Time=0 days 0:1:43, Last Clear Time=0 days 0:0:0								
Clear	Stop Polling	Change Polling Interval						





## Appendiks I

# Eksempel på krav for kommunikasjon

### Krav fra Norsk Hydro:

- Fiberoptisk kabel skal benyttes som transmisjonsmedium.
- Kontrollsystemet skal være i stand til å overføre ti 100kB i løpet av 10 sekunder til SEM for hver modem kanal.
- Round Trip Time(RTT) bedre enn 50 ms.
- Kontrollsystemet skal ha mulighet til å lese alle sensorer engang pr. sekund, men med mulighet for lengre intervall
- Fiberoptisk kommunikasjon skal ha mulighet til å operere med en avstand på opptil 200 km uten gjentagere, med BER bedre enn  $10^{-8}$
- Det skal være 10dB margin mellom S/N hvor BER er  $10^{-8}$  og hvor S/N er målt 200 km lengre borte.
- SEM skal kunne operere uten polling.



# Referanser

- [AmesLab, 2001] Ames Laboratory, <http://scl.ameslab.gov>,  
“Readme- fil” til Netpipe:  
[ftp://ftp.scl.ameslab.gov/pub](ftp://ftp.scl.ameslab.gov/pub/netpipe/README)  
[/netpipe/README](ftp://ftp.scl.ameslab.gov/pub/netpipe/README), [Mai 2000]
- [Bissell & Chapman, 1992] C.C Bissel & D.A Chapman,  
Digital Signal Transmission.  
Cambridge: Cambridge University Press, 1998  
ISBN 0-521-42557-3
- [Cisco, 2000] Cisco, Introduction to Gigabit Ethernet,  
[http://www.cisco.com/warp/public/cc/techno/](http://www.cisco.com/warp/public/cc/techno/media/lan/gig/tech/gigbt_tc.htm)  
[media/lan/gig/tech/gigbt\\_tc.htm](http://www.cisco.com/warp/public/cc/techno/media/lan/gig/tech/gigbt_tc.htm)[Februar 2001]
- [IEEE 2000] IEEE, Std 802.3, 2000 Edition,  
The Institute of Electrical and  
Electronics Engineers Inc, 2000
- [Peterson & Davie, 2000] Larry L. Peterson & Bruce S. Davie,  
Computer Networks,  
San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers, 2000.  
ISBN 1-55860-577-0
- [Profibus International, 2001] Profibus International, <http://profibus.com>,  
Technical Over view, [http://www.profibus.com/](http://www.profibus.com/technology/docu.html)  
[technology/docu.html](http://www.profibus.com/technology/docu.html)[April 2001]
- [Ramaswami & Sivarajan ,1998] Rajiv Ramaswami & Kumar N. Sivarajan,  
Optical Networks,  
San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers, 1998.  
ISBN 1-55860-445-6
- [Stallings, 1998] William Stallings, High-Speed Networks:  
TCP/IP and ATM design Principles  
New Jersey: Prentice-Hall, 1998.  
ISBN 0-13-525965-7
- [GEA, 1997] 10 Gigabit Ethernet Alliance, <http://10gea.org>,  
Gigabit Ethernet:1000Base-T white paper.  
[http://10gea.org/GEA1000BASET1197\\_rev-wp.pdf](http://10gea.org/GEA1000BASET1197_rev-wp.pdf)  
[November 1997]

- [Gould, 2001] Gould Fiber Optics, <http://www.goulfo.com>:  
Product Catalog:  
[http://www.gouldfo.com/catalog/con\\_lrt.shtml](http://www.gouldfo.com/catalog/con_lrt.shtml)[2001]
- [Svend Eriksen, 2000] Svend Eriksen, Hovedfagsoppgave,  
Optisk abonnenttilknytning[August 2000]
- [Telenor FoU] Telenor FoU, Technical Documentation,  
Telenor Optical Transponders
- [Telecom, 2001] Telecom nettavisen, <http://www.telecom.no>  
Artikkel: <http://www.telecom.no/art/3026.html> [2001]